

OFDM RECEIVER

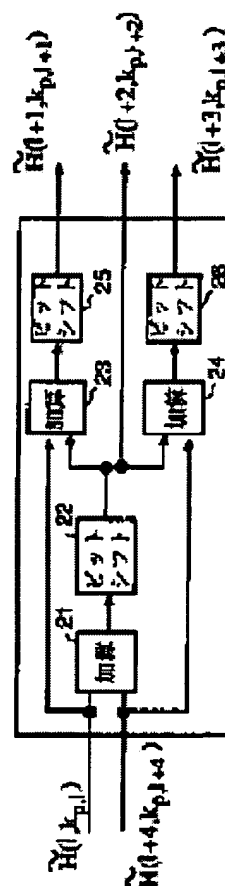
Patent number: JP2000286817
Publication date: 2000-10-13
Inventor: YAMAMOTO AKIO; SHIROSUGI TAKATOSHI
Applicant: JISEDAI DIGITAL TELEVISION HOSO SYSTEM
 KENKYUSHO:KK;; HITACHI LTD
Classification:
 - International: H04J11/00; H04B1/76; H04B3/10; H04B7/005
 - european:
Application number: JP19990088952 19990330
Priority number(s):

Report a data error here

Abstract of JP2000286817

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide an interpolation system giving an excellent estimate of a response of a transmission line as an interpolation system on time basis in the case equalization is conducted in the frequency domain where a multiplier being a cause to increase the circuit scale is not required.

SOLUTION: An adder 21 of this OFDM receiver sums pilot signal transmission line response estimate values $H(l, k_p, l)$ and $H(l+4, k_p, l+4)$ using an adder 21, a bit shift circuit 22 shifts the sum by 1-bit to obtain a value $H(l+2, k_p, l+2)$. Furthermore, an adder 23 sums the value $H(l, k_p, l)$ and the output of the bit shift circuit 22, a bit shift circuit 25 shifts the obtained sum by one bit to obtain a value $H(l+1, k_p, l+1)$. Similarly, an adder 24 sums the value $H(l+4, k_p, l+4)$ and the output of the bit shift circuit 22, and a bit shift circuit 26 shifts the obtained sum by one bit to obtain a value $H(l+3, k_p, l+3)$. Thus, no multiplier is required so as to reduce the scale of hardware. Moreover, storage of two pilot signals on time basis is sufficient to each carrier where the pilot signals are transmitted and the memory scale can also be decreased.



Data supplied from the esp@cenet database - Patent Abstracts of Japan



F1339

①

特願平2000-359949号

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2000-286817

(P2000-286817A)

(43) 公開日 平成12年10月13日 (2000. 10. 13)

(51) Int. Cl. ⁷	識別記号	F I	テ-マ-ト* (参考)
H 0 4 J	11/00	H 0 4 J 11/00	Z 5 K 0 2 2
H 0 4 B	1/76	H 0 4 B 1/76	5 K 0 4 6
	3/10	3/10	A
	7/005	7/005	

審査請求 有 請求項の数 6 O L (全 16 頁)

(21) 出願番号 特願平11-88952

(22) 出願日 平成11年3月30日 (1999. 3. 30)

(71) 出願人 395017298

株式会社次世代デジタルテレビジョン放送
システム研究所
東京都港区赤坂四丁目13番5号

(71) 出願人 000005108

株式会社日立製作所
東京都千代田区神田駿河台四丁目6番地

(72) 発明者 山本 昭夫

東京都港区赤坂5丁目2番8号 株式会社
次世代デジタルテレビジョン放送システム
研究所内

(74) 代理人 100058479

弁理士 鈴江 武彦 (外5名)

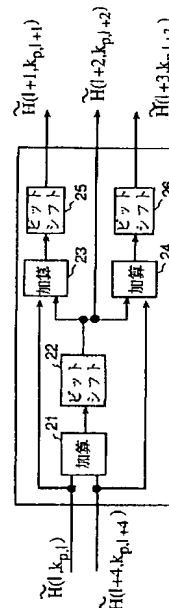
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 OFDM用受信装置

(57) 【要約】

【課題】 周波数領域で等化を行う場合の時間方向の補間方式として回路規模を増大させる乗算器が不要で、伝送路応答の推定に優れた補間方式を提供する。

【解決手段】 パイロット信号の伝送路応答推定値 $H\sim(1, k_{p,1})$ と $H\sim(1+4, k_{p,1+4})$ を加算器21で加算し、ビットシフト回路22で1ビットシフトして $H\sim(1+2, k_{p,1+2})$ を得る。また、 $H\sim(1, k_{p,1})$ とビットシフト回路22の出力を加算器23で加算し、ビットシフト回路25でビットシフトして $H\sim(1+1, k_{p,1+1})$ を得る。同様に、 $H\sim(1+4, k_{p,1+4})$ とビットシフト回路22の出力を加算器24で加算し、ビットシフト回路26でビットシフトして $H\sim(1+3, k_{p,1+3})$ を得る。これによって乗算器が不要となり、ハードウェア規模の削減が図れる。また、パイロット信号が伝送される各キャリアに対して時間方向に2つのパイロット信号を記憶するだけでよく、メモリ規模も削減することができる。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 振幅、位相が既知のパイロット信号を周波数軸上及び時間軸上にほぼ等間隔で配置してなる OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex: 直交周波数分割多重) 信号を受信し、前記パイロット信号の伝送路応答を 2 値デジタル信号として処理、推定して受信データ信号の伝送路応答を補間して周波数領域の等化を行う OFDM 用受信装置であって、

前記 OFDM 信号の受信出力から時間軸上に連続する第 1 及び第 2 のパイロット信号を順次取り出し、前記第 1 及び第 2 のパイロット信号の第 1 及び第 2 の伝送路応答を加算する加算手段と、

この加算手段の加算結果をビットシフトすることで第 3 の推定伝送路応答を求め、少なくとも第 3 の推定伝送路応答を用いて時間軸上に連続する第 1 及び第 2 のパイロット信号間のデータ信号の伝送路応答を補間する補間処理手段とを具備することを特徴とする OFDM 用受信装置。

【請求項 2】 振幅、位相が既知のパイロット信号を周波数軸上及び時間軸上にほぼ等間隔で配置してなる OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex: 直交周波数分割多重) 信号を受信し、前記パイロット信号を用いて受信データ信号の伝送路応答を補間して周波数領域の等化を行う OFDM 用受信装置であって、前記 OFDM 信号の受信出力から時間軸上に連続するパイロット信号を順次取り出し、各パイロット信号間のデータ信号配列位置に 0 を挿入して時系列に並べる信号配列手段と、

この手段で時系列に並べられた信号を畳み込み演算することにより伝送路応答を補間する補間処理手段とを具備することを特徴とする OFDM 用受信装置。

【請求項 3】 有効シンボル期間の末尾区間を有効シンボル期間の先頭に複写してガード期間を形成してなる OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex: 直交周波数分割多重) 信号を受信し、受信した OFDM 信号のガード期間の末尾と有効シンボル期間の末尾から伝送路応答の変化分を計算し、この伝送路応答の変化分を用いて時間軸上の等化を行う OFDM 用受信装置であって、

前記前記有効シンボル内を複数ブロックに分割し、伝送路応答の変化分から各ブロックの伝送路応答を推定する伝送路応答推定手段と、

この手段で得られた複数の伝送路応答に基づいて前記有効シンボル期間の時間領域の等化を行う時間領域等化手段とを具備することを特徴とする OFDM 用受信装置。

【請求項 4】 前記伝送路応答検出手段は、伝送路応答の変化分から前記有効シンボル内に存在する複数の伝送路応答を求める演算として、加算器とビットシフト回路装置を用いることを特徴とする請求項 3 記載の OFDM 用受信装置。

【請求項 5】 有効シンボル期間の末尾区間を有効シンボル期間の先頭に複写してガード期間を形成し、振幅、位相が既知のパイロット信号を周波数軸上及び時間軸上にほぼ等間隔で配置してなる OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex: 直交周波数分割多重) 信号を受信する OFDM 用受信装置であって、

受信した OFDM 信号のガード期間の末尾と有効シンボル期間の末尾から伝送路応答の変化分を計算し、前記有効シンボル内を複数ブロックに分割し、前記伝送路応答の変化分から各ブロックの伝送路応答を推定し、これら複数の伝送路応答に基づいて前記有効シンボル期間の時間領域の等化を行う時間領域等化手段と、

前記パイロット信号の伝送路応答を 2 値デジタル信号として処理、推定して受信データ信号の伝送路応答を補間して周波数領域の等化を行う周波数領域等化手段とを具備することを特徴とする OFDM 用受信装置。

【請求項 6】 前記周波数領域等化手段は、前記 OFDM 信号の受信出力から時間軸上に連続する第 1 及び第 2 のパイロット信号を順次取り出し、前記第 1 及び第 2 のパイロット信号の第 1 及び第 2 の伝送路応答を加算し、この加算結果をビットシフトすることで第 3 の推定伝送路応答を求め、少なくとも第 3 の推定伝送路応答を用いて時間軸上に連続する第 1 及び第 2 のパイロット信号間のデータ信号の伝送路応答を補間し、この補間された推定伝送路応答に基づいて周波数領域の等化を行うことを特徴とする請求項 5 記載の OFDM 用受信装置。

【請求項 7】 前記周波数領域等化手段は、前記 OFDM 信号の受信出力から時間軸上に連続するパイロット信号を順次取り出し、各パイロット信号間のデータ信号配列位置に 0 を挿入して時系列に並べ、畳み込み演算することにより伝送路応答を補間し、この補間された推定伝送路応答に基づいて周波数領域の等化を行うことを特徴とする請求項 5 記載の OFDM 用受信装置。

【請求項 8】 前記時間領域等化手段は、前記伝送路応答の変化分から前記有効シンボル内に存在する複数の伝送路応答を求める演算として、加算器とビットシフト回路装置を用いることを特徴とする請求項 5 記載の OFDM 用受信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】:

【発明の属する技術分野】 本発明は、OFDM (直交分割多重方式 Orthogonal Frequency Division Multiplex) 信号を受信する OFDM 用受信装置に関する。

【0002】:

【従来の技術】 地上デジタル放送方式として、OFDM (直交周波数分割多重方式 Orthogonal Frequency Division Multiplex) 方式が欧州、国内で検討されている。この OFDM 方式は、1 チャンネルの帯域内に多数のキャリアを多重伝送する (欧州 DVB-T システムでは 2 K モードで 1705 本、文献 1: EBU/ETSI JTC : Digita

1 Broadcasting system for television, sound and data services; Framing structure, channel coding modulation for digital terrestrial television, ETS 300 744, Mar. 1996) 方式であり、DVB-Tシステムでは、このサブキャリアの中に、振幅、位相が既知のパイロット信号を伝送している。

【0003】移動体でOFDM信号を受信する場合、受信信号は振幅がレイリー分布、位相が一様分布するレイリーフェージングを受ける。この影響を補償する技術として、上記したパイロット信号を時間方向に補間し、各パイロット信号間の変動を観測することで、受信信号の振幅、位相の時間的な変動による伝送路応答を推定し、その推定結果に基づいて周波数領域で等化する手法がある。この手法は既に学会等で報告されている（例えば、文献2：映像学誌Vol.52, No.11 1998, 高田他"地上デジタル放送におけるOFDMシンボル長とスキャッターパイロットによる伝送特性"、文献3：Wireless personal Communications 2: 335-356, 1996, Hara "Transmission Performance Analysis of Multi-Carrier Modulation in Frequency Selective Fast Rayleigh Fading Channel"）。

【0004】一方、フェージングが高速になるに従い、キャリアのドップラー拡がりが無視できなくなり、キャリア間干渉（ICI）が発生する。これは、言い換えれば、1 OFDMシンボル内で伝送路応答が変動することと等しい。この1 OFDMシンボル内での伝送路応答変動を補償する技術としては、時間領域の等化による手法が学会で報告されている（文献4：1997年信学総大, B5-282, 橋爪他"直交マルチキャリア変調におけるガード区間を用いた高速フェージング補償方式"）。

【0005】まず、周波数領域での等化について説明する。

【0006】図13に、欧州DVB-Tシステムのパイロット信号配置を示す。 k はキャリア番号（carrier index）であり、 l はシンボル番号（symbol index）である。パイロット信号としては、伝送シンボル番号によらず同一のキャリアで連続して伝送されるCP（連続パイロット continual pilot）と、伝送シンボルごとに異なったキャリアで伝送されるSP（分散パイロット scattered pilot）がある。図20において、SPは黒丸記号で示すように、12本ごとのキャリア位置 $k_{p,l} = 12p + 3 * (l \bmod 4)$ 、 $p = 0, \dots, 142$ 、 $l = 0, \dots, 67$ （1フレームのシンボル数）のキャリアに伝送されており、4シンボルごとに同一のキャリア配置となるように巡回的に挿入されている（但し、 $k_{p,l}$ の最大値は1704）。また、データ信号はCP及びSPを除いた1512本のキャリアで伝送され、そのキャリア配置は $k_{d,l}$ 、 $d = 0, \dots, 1511$ 、 $l = 0, \dots, 67$ で与えられる（但し、 $k_{d,l} \neq k_{p,l}$ ）。

【0007】一方、シンボル方向（時間方向）で観察す

ると、SPはキャリア番号で3の倍数の位置に4シンボルごとに伝送されていることがわかる。したがって、周波数領域の等化を行う際には、パイロット信号間の3つのデータ信号に対して伝送路応答を補間する必要がある。

【0008】周波数領域における等化について、図14を参照して説明する。図14は周波数領域の等化器を含むベースバンド復調部の構成を示すもので、FFT（高速フーリエ変換）回路11で周波数領域の信号に変換された受信OFDM信号 $Y(l, k)$ は、受信データ信号 $Y(l, k_{d,l})$ とCPを除いた受信パイロット信号 $Y(l, k_{p,l})$ に分解される。パイロット信号は、既知の複素振幅 $X(l, k_{p,l})$ を持ち、メモリ12に予め格納されている。そこで、伝送路において雑音を加算されない場合には、除算回路13にて受信パイロット信号 $Y(l, k_{p,l})$ をメモリ12に格納されている複素振幅 $X(l, k_{p,l})$ で除算することで、受信パイロット信号を伝送するサブキャリア $k = k_{p,l}$ の伝送路応答 $H(l, k_{p,l}) = Y(l, k_{p,l}) / X(l, k_{p,l})$ を求めることができる。しかし、一般的には伝送路で雑音を加算されるため、パイロット信号を伝送するキャリアの伝送路応答は推定値 $H \sim (l, k_{p,l})$ となる。

【0009】伝送路応答の推定値 $H \sim (l, k_{p,l})$ は、時間方向（シンボル方向）に伝送路応答を補間するシンボルフイルタ14を介した後、キャリアフィルタ15において各受信データ信号の伝送路応答 $H \sim (l, k_{d,l})$ をキャリア方向に補間し、データ信号を伝送するキャリアにおける伝送路応答を推定する。このようにして得られた推定伝送路応答 $H \sim (l, k_{d,l})$ で受信データ信号 $Y(l, k_{d,l})$ を除算回路16にて除算することで、等化後のデータ $X(l, k_{d,l}) = Y(l, k_{d,l}) / H \sim (l, k_{d,l})$ を得ることができる。

【0010】図15(a)にパイロット信号が伝送されるキャリア位置での伝送路応答の例を示し、同図(b)にパイロット及びデータ信号配置の模式図を示す。いずれも横軸に時間（シンボル方向）をとっており、パイロット信号は4キャリアごとに伝送される。最大ドップラー周波数 f_d のレイリーフェージング伝送路では、各伝送キャリアが $\pm f_d$ の拡がりを生じ、受信信号は同図(a)に示すように時間的に変動する。

【0011】パイロット信号間の受信データ信号における伝送路応答の推定手法に関して報告されている例としては、パイロット信号の伝送路応答を次のパイロット信号が伝送されるまでホールドする手法（文献2）と、パイロット信号間を直線補間する手法（文献3）がある。

【0012】パイロット信号の伝送路応答を次のパイロット信号が伝送されるまでホールドし、パイロット信号間のデータ信号の伝送路応答とする方式は、ハードウェア的には非常に簡単であり、時間的に伝送路応答が変動しない伝送路においては有効である。しかしながら、フ

フェージング伝送路のように時間的に伝送路応答が変動する場合には、逆に特性劣化が生じてしまう。一方、パイロット信号間を直線補間する手法は、時間的に伝送路応答が変動する伝送路に有効であるが、乗算器、加算器が必要となり、ハードウェア規模が大きくなってしまふ。

【0013】次に時間領域での等化について説明する。

【0014】OFDM信号は、図16に示すように、有効シンボル期間の末尾をガードインタバルとして有効シンボルの先頭に付加する構成となっている。このOFDM信号の特徴を用いて、AFC、タイミング再生、モード判定等の信号処理が行われている。また、デジタル放送に比較して、キャリア数は少ないが、フェージング妨害を受けた信号の等化に応用する例も報告されている(文献3)。

【0015】図17にOFDMシンボル構成とフェージング歪みを受けた場合の伝送路応答例を示す。OFDMシンボルはIFFT(逆高速フーリエ変換)のタイミングTでサンプリングされ、有効シンボル期間はN点サンプリングされる。有効シンボル期間のN+1からN_g+Nのサンプリング点は、ガードインタバルとして0からN_g-1のサンプリング点に複写される。

【0016】時不変で雑音のない伝送路を仮定すると、有効シンボル期間の末尾部分とガードインタバル期間は同一の信号として受信される。しかしながら、一般の受信装置では雑音を加算されると共に、フェージング伝送路を仮定すると、伝送路応答例に示すように、各受信サンプリング点は振幅、位相に歪みを受け、有効シンボル期間の末尾部分とガードインタバル期間は異なった信号として受信される。

【0017】時間領域の等化は、有効シンボル期間の末尾部分とガードインタバル期間の受信信号の差から伝送路応答を推定し、信号の等化を行う手法である。いま、各サンプリング点の受信信号を次式で与える。

$$\tilde{x}_n = x_r(n) + j \cdot x_i(n) \quad (1)$$

【0018】また、有効シンボル期間の末尾部分とガードインタバル期間の信号の変化分は次式で計算される。

【数2】

$$\frac{S}{I} = \frac{(\text{受信 OFDM 信号の 1 シンボル 当たりの エネルギー})}{(\text{周波数領域における各サブキャリアの送信点と受信点の差のエネルギー})}$$

【0025】すなわち、NをFFTのポイント数、y_nを受信OFDM信号の有効シンボル期間におけるn番目のサンプリング点、x_k、x_{k'}をそれぞれk番目のサブキャリアの送信点と受信点とすると、S/Iは以下の式で与えられる。

【0026】

【数6】

$$\frac{S}{I} = \frac{N \cdot \sum_{n=0}^{N-1} y_n^2}{\sum_{k=0}^{N-1} \tilde{x}_k \cdot \tilde{x}_k^*} \quad (5)$$

＊

$$h = \frac{1}{k} \sum_{n=N_g-1-k}^{N_g-1} \frac{\tilde{x}_{n+N}}{\tilde{x}_n} \quad (2)$$

【0019】上式で、Σ内の分母は、ガードインタバル内の最終のサンプリング点からk個前までの受信サンプリング点を表し、分子は有効シンボルの最終サンプリング点からk個前までの受信サンプリング点を表す。このように、複数個の受信サンプリング点の比を平均して信号の変化分を求めることにより、各サンプリング点に独立に加算されているガウス雑音の影響を軽減することが可能である。

10 【0020】信号の変化分hから有効シンボル内の受信点における伝送路応答を推定する手法として、直線補間について説明する。図18に模式図を示す。

【0021】直線補間は、サンプリング番号N_g-1の伝送路応答を1、N_g+Nの伝送路応答をhとして、サンプリング番号N_gからN_g+Nの伝送路応答を直線で補間するものである。この場合、各サンプリング点に対する推定伝送路応答は次式で与えられる。

【数3】

$$\tilde{h}_n = 1 - \frac{(n - N_g + 1)}{N} \cdot (1 - h) \quad \text{ここで、} N_g \leq n \leq N_g + N \quad (3)$$

【0022】この得られた伝送路応答h_nで受信信号x_nを除算することで、等化後の受信信号x_n'が得られる。

【数4】

$$\tilde{x}_n = \frac{\tilde{x}_n}{\tilde{h}_n} \quad \text{ここで、} N_g \leq n \leq N_g + N \quad (4)$$

【0023】直線補間は、式(3)に示すように各サンプリング点に対して伝送路応答を計算するため、ハードウェア化を考慮した場合に複雑になる。

30 【0024】上記したように、OFDM方式では、パイロット信号を用いて伝送路応答を補間し、受信データを推定伝送路応答で除算することで等化を行う。また、ガードインタバルの相関を用いることで時間領域での等化も可能となる。いま、受信OFDM信号を周波数領域で等化した後の信号のS/I比(signal to interference)を次のように定義する。

【数5】

＊

【0027】

【発明が解決しようとする課題】以上述べたように従来の受信装置にあっては、周波数領域における時間方向の伝送路応答を推定するための補間方法として、パイロット信号の伝送路応答を次のパイロット信号が伝送されるまでホールドし、パイロット信号間のデータ信号の伝送路応答とする方式(文献2)は、ハードウェア的には非常に簡単であり、時間的に伝送路応答が変動しない伝送路においては有効であるが、フェージング伝送路のように時間的に伝送路応答が変動する場合には上記したS/I

特性に劣化が生じる。

【0028】また、パイロット信号間を直線補間する手法（文献3）は、時間的に伝送路応答が変動する伝送路に有効であるが、乗算器、加算器が必要となりハードウェア規模が大きくなるという課題がある。

【0029】一方、時間領域の等化に関しては、文献4に示されるように有効シンボル内の信号に対して直線補間を行うと、各サンプル点に対して伝送路応答を計算するため、乗算器等が必要となり、ハードウェア化を考慮した場合複雑になるといった課題がある。

【0030】そこで、本発明では、上記した課題を解決するため、周波数領域で等化を行う場合の時間方向の補間方式として回路規模を増大させる乗算器が不要で、伝送路応答の推定に優れた補間方式によるOFDM用受信装置を提供することを目的とする。

【0031】

【課題を解決するための手段】上記の課題を解決するために本発明は以下のような特徴的構成を有する。

【0032】（1）振幅、位相が既知のパイロット信号を周波数軸上及び時間軸上にほぼ等間隔で配置してなるOFDM信号を受信し、前記パイロット信号の伝送路応答を2値デジタル信号として処理、推定して受信データ信号の伝送路応答を補間して周波数領域の等化を行うOFDM用受信装置であって、前記OFDM信号の受信出力から時間軸上に連続する第1及び第2のパイロット信号を順次取り出し、前記第1及び第2のパイロット信号の第1及び第2の伝送路応答を加算する加算手段と、この加算手段の加算結果をビットシフトすることで第3の推定伝送路応答を求め、少なくとも第3の推定伝送路応答を用いて時間軸上に連続する第1及び第2のパイロット信号間のデータ信号の伝送路応答を補間する補間処理手段とを具備することを特徴とする。

【0033】（2）振幅、位相が既知のパイロット信号を周波数軸上及び時間軸上にほぼ等間隔で配置してなるOFDM信号を受信し、前記パイロット信号を用いて受信データ信号の伝送路応答を補間して周波数領域の等化を行うOFDM用受信装置であって、前記OFDM信号の受信出力から時間軸上に連続するパイロット信号を順次取り出し、各パイロット信号間のデータ信号配列位置に0を挿入して時系列に並べる信号配列手段と、この手段で時系列に並べられた信号を畳み込み演算することにより伝送路応答を補間する補間処理手段とを具備することを特徴とする。

【0034】（3）有効シンボル期間の末尾区間を有効シンボル期間の先頭に複写してガード期間を形成してなるOFDM信号を受信し、受信したOFDM信号のガード期間の末尾と有効シンボル期間の末尾から伝送路応答の変化分を計算し、この伝送路応答の変化分を用いて時間軸上の等化を行うOFDM用受信装置であって、前記前記有効シンボル内を複数ブロックに分割し、伝送路

応答の変化分から各ブロックの伝送路応答を推定する伝送路応答推定手段と、この手段で得られた複数の伝送路応答に基づいて前記有効シンボル期間の時間領域の等化を行う時間領域等化手段とを具備することを特徴とする。

【0035】（4）（3）の構成において、前記伝送路応答検出手段は、伝送路応答の変化分から前記有効シンボル内に存在する複数の伝送路応答を求める演算として、加算器とビットシフト回路装置を用いることを特徴とする。

10 【0036】（5）有効シンボル期間の末尾区間を有効シンボル期間の先頭に複写してガード期間を形成し、振幅、位相が既知のパイロット信号を周波数軸上及び時間軸上にほぼ等間隔で配置してなるOFDM信号を受信するOFDM用受信装置であって、受信したOFDM信号のガード期間の末尾と有効シンボル期間の末尾から伝送路応答の変化分を計算し、前記有効シンボル内を複数ブロックに分割し、前記伝送路応答の変化分から各ブロックの伝送路応答を推定し、これら複数の伝送路応答に基づいて前記有効シンボル期間の時間領域の等化を行う時間領域等化手段と、前記パイロット信号の伝送路応答を2値デジタル信号として処理、推定して受信データ信号の伝送路応答を補間して周波数領域の等化を行う周波数領域等化手段とを具備することを特徴とする。

20 【0037】（6）（5）の構成において、前記周波数領域等化手段は、前記OFDM信号の受信出力から時間軸上に連続する第1及び第2のパイロット信号を順次取り出し、前記第1及び第2のパイロット信号の第1及び第2の伝送路応答を加算し、この加算結果をビットシフトすることで第3の推定伝送路応答を求め、少なくとも第3の推定伝送路応答を用いて時間軸上に連続する第1及び第2のパイロット信号間のデータ信号の伝送路応答を補間し、この補間された推定伝送路応答に基づいて周波数領域の等化を行うことを特徴とする。

30 【0038】（7）（5）の構成において、前記周波数領域等化手段は、前記OFDM信号の受信出力から時間軸上に連続するパイロット信号を順次取り出し、各パイロット信号間のデータ信号配列位置に0を挿入して時系列に並べ、畳み込み演算することにより伝送路応答を補間し、この補間された推定伝送路応答に基づいて周波数領域の等化を行うことを特徴とする。

40 【0039】（8）（5）の構成において、前記時間領域等化手段は、前記伝送路応答の変化分から前記有効シンボル内に存在する複数の伝送路応答を求める演算として、加算器とビットシフト回路装置を用いることを特徴とする。

50 【0040】すなわち、本発明による補間方式は、パイロット信号間（時間方向）のデータ信号の伝送路応答を推定するため、パイロット信号を加算して $1/2$ で乗算し、その結果をさらにパイロット信号と加算して $1/2$ で乗算することにより、データ信号の伝送路応答を補間

推定する。補間回路は、パイロット信号を加算する加算器と加算結果に係数を乗算する乗算器から構成されるが、2値デジタル信号で信号処理を行う受信装置においては、乗算器を簡単な構成のビットシフト回路で構成することで、ハードウェア規模を縮小することが可能である。

【0041】一方、時間領域の等化に関しては、有効シンボル期間を複数のブロックに分割し、ブロックごとに一定の伝送路応答を割り当てることでハードウェア規模の削減を図る。また、ブロックごとに割り当てる伝送路

応答を求めるため、乗算器のかわりにビットシフト回路を用いることで、ハードウェア規模の削減をはかる。

【0042】さらに、時間領域と周波数領域の等化を組み合わせて用いることで、フェージング伝送路においても良好な等化特性を得る。

【0043】

$$\begin{aligned} \hat{H}(l+2, k_{d,l+2}) &= \frac{1}{2} \{ \hat{H}(l, k_{p,l}) + \hat{H}(l+4, k_{p,l+4}) \} \\ \hat{H}(l+1, k_{d,l+1}) &= \frac{1}{2} \left[\hat{H}(l, k_{p,l}) + \frac{1}{2} \{ \hat{H}(l, k_{p,l}) + \hat{H}(l+4, k_{p,l+4}) \} \right] \\ \hat{H}(l+3, k_{d,l+3}) &= \frac{1}{2} \left[\frac{1}{2} \{ \hat{H}(l, k_{p,l}) + \hat{H}(l+4, k_{p,l+4}) \} + \hat{H}(l+4, k_{p,l+4}) \right] \end{aligned} \quad (6)$$

【0046】上式は、パイロット信号間の中央のデータ信号 $k_{d,l+2}$ に対しては、パイロット信号 $k_{p,l}$ と $k_{p,l+4}$ の伝送路応答の平均値を推定伝送路応答とし、データ信号 $k_{d,l+1}$ に対してはデータ信号 $k_{d,l+2}$ の推定伝送路応答とパイロット信号 $k_{p,l}$ の推定伝送路応答の平均値を推定伝送路応答とする。また、データ信号 $k_{d,l+3}$ に対してはデータ信号 $k_{d,l+2}$ の推定伝送路応答とパイロット信号 $k_{p,l+4}$ の推定伝送路応答の平均値を推定伝送路応答とするものである。本補間方式を用いることで、パイロット信号 $k_{p,l}$ と $k_{p,l+4}$ の間の伝送路応答をほぼ直線で補間することが可能である。

【0047】伝送路応答は、2値デジタル信号で処理するため、上式に含まれる $1/2$ の演算には簡単なビットシフトを用いることができる。

【0048】図1は式(6)を実現するための構成図であり、パイロット信号の伝送路応答の推定値 $H_{\sim}(l, k_{p,l})$ と $H_{\sim}(l+4, k_{p,l+4})$ を加算器21で加算し、その結果をビットシフト回路22で1ビットシフトすることで $1/2$ 倍する。このビットシフト回路22の出力を $H_{\sim}(l+2, k_{p,l+2})$ とする。また、 $H_{\sim}(l, k_{p,l})$ とビットシフト回路22の出力を加算器23で加算し、この加算器23の出力をビットシフト回路25でビットシフトし、この値を $H_{\sim}(l+1, k_{p,l+1})$ とする。同様に、 $H_{\sim}(l+4, k_{p,l+4})$ とビットシフト回路22の出力を加算器24で加算し、この加算器24の出力をビットシフト回路26でビットシフトし、この値を $H_{\sim}(l+3, k_{p,l+3})$ とするものである。

【0049】本実施形態の構成によれば、補間回路に乗

算器が不要となり、ハードウェア規模の削減が図れる。

【0044】図1は本発明の第1の実施形態とするOFDM用受信装置に用いる伝送路応答補間回路の構成を示すブロック図である。本実施形態の補間回路は、パイロット信号の伝送路応答をほぼ直線補間してパイロット信号間のデータ信号の伝送路応答を推定する手法を用いたものであり、ここでは、その手法を簡易形直線補間と呼ぶことにする。

【0045】まず、例として、図15(a)におけるシンボル l 、キャリア番号 p のパイロット信号の推定伝送路応答 $H_{\sim}(l, k_{p,l})$ とシンボル番号 $l+4$ 、キャリア番号 p のパイロット信号の伝送路応答 $H_{\sim}(l+4, k_{p,l+4})$ 間のデータ信号の伝送路応答の推定について説明する。各々の推定伝送路応答は次式で与えられる。

【数7】

算器が不要となり、ハードウェア規模の削減が図れる。また、本方式は、パイロット信号が伝送される各キャリアに対して時間方向に2つのパイロット信号を記憶するだけでよく、メモリ規模も削減することができる。

【0050】図2は本発明の第2の実施形態とするOFDM用受信装置に用いる伝送路応答補間回路の構成を示すブロック図である。この補間回路は、シンボル方向の補間フィルタとして、FIRフィルタを用いたものである。図2はタップ数 N_{tap} のFIRフィルタであり、遅延器 $27_1 \sim 27_N$ 、入力及び遅延器 $28_1 \sim 28_N$ の出力に係数 $A_0 \sim A_N$ をそれぞれ乗算する乗算器 $28_0 \sim 28_N$ 、乗算器 $28_0 \sim 28_N$ の出力を加算する加算器12より構成される。

【0051】パイロット信号は、遅延器 27_1 の入力に $\dots, H_{\sim}(l, k_{p,l}), 0, 0, 0, H_{\sim}(l+4, k_{p,l+4}), \dots$ のようにシンボルごとに入力され、データ信号が伝送されている場合は0が入力される。加算器12の出力からは $\dots, H_{\sim}(l+1, k_{p,l+1}), H_{\sim}(l+2, k_{p,l+2}), H_{\sim}(l+3, k_{p,l+3}), \dots$ のように補間後の推定伝送路応答を得ることができる。

【0052】本実施形態の構成によれば、複数の乗算器が必要となるため、回路規模は大きくなるが、伝送路応答の推定精度が第1の実施形態のビットシフトを用いた方式よりも良くなる。

【0053】パイロット信号を時間方向に補間する手法として、FIRフィルタを用いた補間と簡易形直線補間について実施形態に取り上げて説明したが、これらの補間方式を用いてデータ信号位置に対する伝送路応答の推

定を行い、等化後のS/Iのシミュレーションを比較した。

【0054】伝送路モデルとしては、1波レイリーフェーディング伝送路を仮定し、平均受信C/N=30dBと*

した。図3に伝送路モデルを示す。

【0055】レイリーフェーディングの係数 a_n として、Jakesによって検討された以下の値を用いた。

【数8】

$$a_n = \left(2 \sum_{n=1}^{N_0} \cos \beta_n \cdot \cos \omega_n t + \sqrt{2} \cos \alpha \cdot \cos 2\pi f_d t \right) + j \cdot \left(2 \sum_{n=1}^{N_0} \sin \beta_n \cdot \cos \omega_n t + \sqrt{2} \sin \alpha \cdot \cos 2\pi f_d t \right)$$

ここで、 f_d は最大ドップラー周波数、 $\omega_n = 2\pi f_d \cdot \cos \frac{2\pi n}{N}$ 、 $N_0=8$ 、(7)

$N=2(2N_0+1)$ 、 $\alpha = \frac{\pi}{4}$ 、 $\beta_n = \frac{\pi \cdot n}{N_0}$ と設定した。

【0056】この場合、 α_n の実数部、虚数部は、それぞれガウスランダム過程に従うため、伝送路出力の x_n ・ a_n は振幅がレイリー分布、位相が一様分布するレイリーフェーディングを受ける。

【0057】シミュレーションモデルは、以下の表1に※

※示すようにDVB-Tの6MHz版にはほぼ準拠している。

【0058】

【表1】

項目	パラメータ
FFT サイズ N	2048
有効キャリア数 Nc	1705
パイロット信号数	176
有効シンボル長 Tu	303 μ s
サンプリング周波数 ft	6.75MHz
ガードインタバル長 Tg	Tu/4
変調方式	QPSK

【0059】図4にシミュレーション結果を示す。時間方向の補間手法として、先に実施形態で述べた簡易形直線補間、FIRフィルタを用いた補間についてシミュレーションすると共に、比較のため、従来の技術で述べた4シンボル期間パイロット信号をホールドする手法に関するシミュレーションも行った。横軸に最大ドップラー周波数、縦軸に等化器出力のS/Iをとっている。

【0060】ホールドタイプでは、ドップラー周波数が高くなるにつれて急激に等化器出力のS/Iが劣化するが、時間方向に補間を行うことで、最大ドップラー周波数50Hzの場合でも20dB近いS/I比が得られることがわかった。尚、ドップラー周波数が高くなると、FIRフィルタを用いた特性が良くなるが、ドップラー周波数50Hzでは、簡易形直線補間とFIRフィルタではほとんど特性に差のない結果が得られ、ハードウェア規模の点から考えて簡易形直線補間方式が有効であることが明らかとなった。

【0061】尚、時間方向に補間を行っても特性劣化が生じる原因としては、次の2点が考えられる。

【0062】第1に、本シミュレーションでは、実際の移動体受信条件に近づけるため、サンプル点ごとに振幅

及び位相が変動する方式を用いている。したがって、1OFDMシンボル内でも位相と振幅が変化し、各キャリア間の直交性がくずれてICI(inter-carrier interference)を生じ、特性劣化する。

【0063】第2に、レイリーフェーディング伝送路では、信号振幅が0附近に落ち込み、受信C/Nが極端に低下する期間が発生する。この期間では、パイロット信号も雑音レベルまで低下するため、正確な伝送路応答の推定が困難となり、特性劣化する。

【0064】一般にOFDMシステムでは、上記した2番目の特性劣化に対するため、時間インターリーブによりデータを分散させ、ある伝送シンボルが雑音レベルに落ち込んでも他のシンボルのデータによりそれを復元させるという手法を用いている。

【0065】また、2kFFTモードの場合のように、1OFDMシンボル長が比較的短い場合は、上記した1番目の特性劣化はそれほど大きな問題とはならないが、4kあるいは8kモードで移動受信を行う場合には、1番目の特性劣化についても何らかの対策をとる必要がある。そこで、以下では、ICIを除去可能な時間領域の等化に関する実施形態について説明する。

【0066】時間領域の等化手法としては、従来の技術で述べたように、図17で示したサンプル番号 $N_s - 1$ の伝送路応答を1、 $N_s + N$ の伝送路応答を h として、OFDMシンボルの有効シンボル期間に相当するサンプル番号 N_s から $N_s + N$ の伝送路応答を直線補間する手法がある。

【0067】これに対し、図5に、直線補間の簡略化実現法として、ステップ状に伝送路応答を補間するステップ補間の実施形態（第3の実施形態）について示す。図7(a)は有効シンボル期間を3分割、(b)は5分割、(c)は9分割して各サンプルにステップ状に推定伝送路応答を割り当てるものであり、それぞれステップ3、ステップ5、ステップ9と呼ぶ。例として(b)のステップ5について説明する。

【0068】まず、サンプル番号 $N_s - 1$ の伝送路応答1(C_1)とサンプル番号 $N_s + N$ の伝送路応答 h (C_2)を加算して2で割ることで $(1+h)/2$ を求め、サンプル番号 $(2N_s + N)/2$ の位置の推定伝送路応答(C_3)とする。次に、求めたサンプル番号 $(2N_s + N)/2$ の位置の推定伝送路応答(C_3)とサンプル番号 $N_s - 1$ の伝送路応答1(C_1)を加算して2で割ることで $(3+h)/4$ を求め、サンプル番号 $(4N_s + N)/4$ の位置の推定伝送路応答(C_4)とする。以上求めた伝送路応答を、次に示すように各サンプル信号に割り当てる。

【0069】

【数9】

$$\begin{aligned} \tilde{h}_n &= 1, & N_s \leq n < \frac{8N_s + N}{8} \\ \tilde{h}_n &= \frac{3+h}{4}, & \frac{8N_s + N}{8} \leq n < \frac{8N_s + 3N}{8} \\ \tilde{h}_n &= \frac{1+h}{2}, & \frac{8N_s + 3N}{8} \leq n < \frac{8N_s + 5N}{8} \\ \tilde{h}_n &= \frac{1+3h}{4}, & \frac{8N_s + 5N}{8} \leq n < \frac{8N_s + 7N}{8} \\ \tilde{h}_n &= h, & \frac{8N_s + 7N}{8} \leq n < N_s + N \end{aligned} \quad (8)$$

【0070】尚、推定値 \tilde{h}_n を求めるときの演算として、2で割る演算については、第1の実施形態で述べたように簡単なビットシフト演算を用いることができるため、ハードウェア規模を低減することができる。

【0071】図6に図5(b)をハードウェア化する場合のブロック構成図を示す。

【0072】まず、サンプル番号 $N_s - 1$ の伝送路応答1(図中の番号 C_1)とサンプル番号 $N_s + N$ の伝送路応答 h (図中の番号 C_2)を加算器32で加算してビットシフト回路33でビットシフトすることで推定伝送路応

答 $(1+h)/2$ を求め、サンプル番号 $(2N_s + N)/2$ の位置の推定伝送路応答(C_3)とする。次に、求めたサンプル番号 $(2N_s + N)/2$ の位置の推定伝送路応答(C_3)とサンプル番号 $N_s - 1$ の伝送路応答1

(図中の番号 C_1)を加算器30で加算してビットシフト回路31でビットシフトすることで $(3+h)/4$ を求め、サンプル番号 $(4N_s + N)/4$ の位置の推定伝送路応答(C_4)とする。同時に、サンプル番号 $(2N_s + N)/2$ の位置の推定伝送路応答(C_3)とサンプル番号 $N_s + N$ の伝送路応答 h (図中の番号 C_2)を加算器34で加算してビットシフト回路35でビットシフトすることで $(1+3h)/4$ を求め、サンプル番号 $(4N_s + N)/4$ の位置の推定伝送路応答(C_4)とする。

【0073】以上述べたように、本実施形態の構成によれば、加算器30、32、34及びビットシフト回路31、33、35の簡単な構成でハードウェアを実現することができる。

【0074】尚、上記説明は、図5(b)について行ったが、図5(c)についても同様の考えで補間が可能である。この場合を第4の実施形態とし、そのブロック構成を図7に示す。これは、図6の構成に加え、サンプル番号 $N_s - 1$ の伝送路応答1(図中の番号 C_1)とサンプル番号 $(4N_s + N)/4$ の位置の推定伝送路応答 C_4 を加算器36で加算してビットシフト回路37でビットシフトすることで $(7+h)/8$ を求め、サンプル番号 $(8N_s + N)/8$ の位置の推定伝送路応答 C_5 とし、推定伝送路応答 C_4 と C_5 を加算器38で加算し、ビットシフト回路39でビットシフトすることで $(5+3h)/8$ を求め、サンプル番号 $(8N_s + 3N)/8$ の位置の推定伝送路応答 C_6 とし、推定伝送路応答 C_5 と C_6 を加算器40で加算し、ビットシフト回路41でビットシフトすることで $(3+5h)/8$ を求め、サンプル番号 $(8N_s + 5N)/8$ の位置の推定伝送路応答 C_7 とし、推定伝送路応答 C_6 と C_7 を加算器42で加算し、ビットシフト回路43でビットシフトし、 $(1+7h)/8$ を求め、サンプル番号 $(8N_s + 7N)/8$ の位置の推定伝送路応答 C_8 とするものである。これら求めた伝送路応答は、有効シンボル期間の各サンプルに対して次のように分配する。

【0075】

【数10】

$$\begin{aligned}
 \tilde{h}_n &= 1, & N_g \leq n < \frac{16N_g + N}{16} \\
 \tilde{h}_n &= \frac{7+h}{8}, & \frac{16N_g + N}{16} \leq n < \frac{16N_g + 3N}{16} \\
 \tilde{h}_n &= \frac{3+h}{4}, & \frac{16N_g + 3N}{16} \leq n < \frac{16N_g + 5N}{16} \\
 \tilde{h}_n &= \frac{5+3h}{8}, & \frac{16N_g + 5N}{16} \leq n < \frac{16N_g + 7N}{16} \\
 \tilde{h}_n &= \frac{1+h}{2}, & \frac{16N_g + 7N}{16} \leq n < \frac{16N_g + 9N}{16} \\
 \tilde{h}_n &= \frac{3+5h}{8}, & \frac{16N_g + 9N}{16} \leq n < \frac{16N_g + 11N}{16} \\
 \tilde{h}_n &= \frac{1+3h}{4}, & \frac{16N_g + 11N}{16} \leq n < \frac{16N_g + 13N}{16} \\
 \tilde{h}_n &= \frac{1+7h}{8}, & \frac{16N_g + 13N}{16} \leq n < \frac{16N_g + 15N}{16} \\
 \tilde{h}_n &= h, & \frac{16N_g + 15N}{16} \leq n < N_g + N
 \end{aligned} \quad (9)$$

【0076】本実施形態は、隣り合った伝送路応答を加算して2で割るという演算を繰り返すことによって推定伝送路応答の数（言い換えれば有効シンボル期間の分割数）を増やしていくことが可能であり、その数を一般的に表すと、 $1+2^n$ （但し n は正の整数）となる。この場合、上記したように簡単なビットシフト演算を用いることが可能であり、ハードウェア規模の低減に効果がある。

【0077】図8は本発明の第5の実施形態とするOFDM受信装置のブロック図である。図8において、アンテナ44で受信されたOFDM信号は、アナログ信号処理部45、同期復調部46を介して時間領域等化部47で時間領域の等化を受ける。等化された信号は、ガード除去部48でガードインタバルが除去され、FFT部49で周波数領域の信号に変換され、周波数領域等化部50で周波数領域の等化を受ける。本実施形態の構成によれば、時間領域及び周波数領域の等化を組み合わせるようになっているので、良好な等化性能を得ることができ*

＊る。

【0078】以上説明した補間手法を用いた時間領域の等化を用いた場合の1波レイリーフェージング伝送路におけるシミュレーションを行った。

【0079】まず、シミュレーション系統図を図9に示して簡単に説明する。図9において、送信系51は、ランダムデータ発生部511から発生されるランダムデータをマッピング部512で互いに直交する複数のキャリアに割り当て（ X_k ）、IFFT部513で時間軸データに変換して（ x_n ）、ガード付加部514にてガードインタバルを付加して送信出力する。この送信出力は伝送路53を介し、さらにAWGN（加法的ガウス雑音）を付加する付加装置54を介して受信系52に送出される。

【0080】受信系53は、受信信号を量子化（A/D）ピーク電力制限回路521でピークが一定となるように電力制限を受けてデジタル信号に変換され（ x_n ）、時間領域等化部522で時間領域の等化を受けた後（ x_n' ）、ガード除去部523でガードインタバルの信号が除去され、FFT部524で周波数領域の信号に変換され、周波数領域等化部525で周波数領域の等化を受けて出力される。この出力 X_k はS/I演算器55に送られる。このS/I演算器55は、送信系51のマッピング出力 X_k と受信系52の周波数領域等化部525の出力 X_k とからS/I演算を行うことでシミュレーション結果を得るものである。

【0081】すなわち、ここでは上記受信系52の周波数領域等化部525の出力S/Iをシミュレーションにより計算した。シミュレーションモデルを表2に示す。FFTサイズ4k及び8kモードについてシミュレーションを行った。また、レイリーフェージングはjakesのモデルを用いて生成した。

【0082】

【表2】

項目	パラメータ
FFT サイズ	N
有効キャリア数	Nc
有効シンボル長	Tu
サンプリング周波数	fs
ガードインタバル長	Tg
変調方式	QPSK

【0083】まず、 h を導出する式（2）で述べたサンプル点の平均個数（相関演算を行うサンプルポイント数）について比較検討した。図10にシミュレーション結果を示す。平均受信C/N=30dB、最大ドップラ一周波数50Hz時の結果であり、時間領域の等化に用

いる補間手法としては、図5の（c）に示した有効シンボル期間を9つに分割する補間手法（ステップ9）を用いている。また、周波数領域の等化に使用するキャリア方向の補間には71タップFIRフィルタを、シンボル方向の補間には第1の実施形態で示した簡易形直線補間

を用いている。

【0084】シミュレーションの結果、最も良い出力S/Iが得られる平均ポイント数としては、100～300ポイントであることがわかった。

【0085】次に、前述の補間手法のうちの差による等化出力のS/Iについて比較検討した。図11にシミュレーション結果を示す。平均受信C/N=30dB、最大ドップラー周波数 $f_d=50\text{Hz}$ 時の結果であり、時間領域の等化に用いる補間手法としては直線補間、ステップ3、ステップ5、ステップ9を用いている。また、周波数領域の等化に使用するキャリア方向の補間には71タップFIRフィルタを、シンボル方向の補間には簡易形直線補間を用いている。

【0086】シミュレーションの結果、有効シンボル期間を9に分割してステップ状に補間するステップ9の場合は、直線補間に対してほとんど特性劣化がないが、それ以下の分割数となると特性劣化することが明らかとなった。

*

＊【0087】次に、時間領域等化の効果について比較検討を行った。図12(a)、(b)にシミュレーション結果を示す。(a)は平均受信C/N=30dB、FFT4kモード時、(b)は平均受信C/N=30dB、FFT8kモード時の結果であり、横軸に最大ドップラー周波数を、縦軸に等化器出力のS/Iをとっている。

【0088】ここで、図12(a)、(b)に○□△で示した特性は、周波数領域の等化に用いる補間手法として、シンボル方向は簡易形直線補間、キャリア方向はFIRフィルタによる補間を行って求めている。一方、×で示す特性は、シンボル方向には補間を行わず、キャリア方向のみFIRフィルタを用いた補間を行って求めている。また、時間領域の等化については、○は時間領域の等化は行っておらず、□×は直線補間、△はステップ9補間を行った結果である。以上各等化器に用いる補間手法についてまとめたものを表3に示す。

【0089】

【表3】

	周波数領域		時間領域
	シンボル方向 (時間方向)	キャリア方向	
○	簡易形直線補間	複素FIRフィルタ (71タップ)	なし
□	簡易形直線補間	複素FIRフィルタ	直線補間
△	簡易形直線補間	複素FIRフィルタ	ステップ9
×	なし	複素FIRフィルタ	直線補間

【0090】この結果より、周波数領域の等化でシンボル方向に補間を行わない場合は、時間領域の等化を行っても効果がなく、特性劣化することがわかった。一方、時間領域と周波数領域で等化を行うことにより、FFT8kモードを用いた場合、最大ドップラー周波数50Hzでは周波数領域のみの等化に比較して2dBのS/I向上が得られることがわかった。

【0091】以上の検討より、図8で示した実施形態のように、時間領域の等化は、周波数領域のシンボル方向への補間を用いた等化と併用することに効果が得られることが明らかとなった。

【0092】本発明では、周波数領域の等化の場合、時間方向の補間方式として回路規模を増大させる乗算器が不要で、伝送路応答の推定に優れた補間方式を提供する。この方式は、時間方向に並ぶパイロット信号間のデータ信号の伝送路応答を推定するため、パイロット信号を加算して1/2で乗算し、その結果をさらにパイロット信号と加算して1/2で乗算することにより、データ信号の伝送路応答を補間推定する。補間回路は、パイロット信号を加算する加算器と加算結果に係数を乗算する乗算器から構成されるが、2値デジタル信号で信号処理

30 を行う受信装置においては、乗算器を簡単な構成のビットシフト回路で構成することができるので、ハードウェア規模を縮小することが可能である。

【0093】一方、時間領域の等化に関しては、有効シンボル期間を複数のブロックに分割し、ブロックごとに一定の伝送路応答を割り当てることでハードウェア規模の削減を図ることができる。また、ブロックごとに割り当てる伝送路応答を求めるため、乗算器の代わりにビットシフト回路を用いることで、ハードウェア規模の削減を図ることができる。

40 【0094】さらに、時間領域と周波数領域の等化を組み合わせて用いることで、フェージング伝送路においても良好な等化特性が得られる効果がある。

【0095】

【発明の効果】以上のように本発明によれば、周波数領域で等化を行う場合の時間方向の補間方式として、回路規模を増大させる乗算器が不要で、伝送路応答の推定に優れた補間方式によるOFDM用受信装置を提供することができる。

【図面の簡単な説明】

50 【図1】本発明の第1の実施形態とするOFDM用受

信装置に用いる伝送路応答補間回路の構成を示すブロック図。

【図 2】 本発明の第 2 の実施形態とする OFDM 用受信装置に用いる伝送路応答補間回路の構成を示すブロック図。

【図 3】 上記第 1 及び第 2 の実施形態において、それぞれの伝送路応答推定結果を比較するための伝送路モデルの構成を示すブロック図。

【図 4】 上記第 1 及び第 2 の実施形態の効果を説明するための特性図。

【図 5】 本発明の第 3 及び第 4 の実施形態に用いるステップ補間処理を説明するためのタイミング図。

【図 6】 本発明の第 3 の実施形態とする OFDM 用受信装置に用いる伝送路応答補間回路の構成を示すブロック図。

【図 7】 本発明の第 4 の実施形態とする OFDM 用受信装置に用いる伝送路応答補間回路の構成を示すブロック図。

【図 8】 本発明の第 5 の実施形態とする OFDM 受信装置の構成を示すブロック図。

【図 9】 上記各実施形態の効果をj示すためのシミュレーションに用いた系統構成を示すブロック図。

【図 10】 上記第 4 及び第 5 の実施形態のパラメータ依存性について平均ポイント数と S/I との関係から説明するための特性図。

【図 11】 上記第 4 及び第 5 の実施形態のパラメータ依存性について補間分割数と S/I との関係から説明するための特性図。

【図 12】 上記第 4 及び第 5 の実施形態の効果を説明するための特性図。

【図 13】 DVB-T 仕様のサブキャリア伝送フォーマットを示す図。

【図 14】 周波数領域の等化器の構成を示すブロック図。

【図 15】 伝送路応答例とパイロット信号配置例を示す図。

【図 16】 OFDM シンボルの構成を示す図。

【図 17】 OFDM シンボルと伝送路応答例を示す図 *

* 【図 18】 時間領域の補間として、直線補間を説明するための図。

【符号の説明】

11…FFT 回路

12…メモリ

13、16…除算回路

14…シンボルフィルタ

15…キャリアフィルタ

21、23、24…加算器

22、25、26…ビットシフト回路

27₁~27₇…遅延器

28₀~28₇…乗算器

29…加算器

30、32、34、36、38、40、42…加算器

31、33、35、37、39、41、43…ビットシフト

44…アンテナ

45…アナログ信号処理部

46…同期復調部

47…時間領域等化部

48…ガード除去部

49…FFT

50…周波数領域等化部

51…送信系

511…ランダムデータ発生部

512…マッピング部

513…IFFT 部

514…ガード付加部

52…受信系

521…量子化 (A/D) ピーク電力制限回路

522…時間領域等化部

523…ガード除去部

524…FFT 部

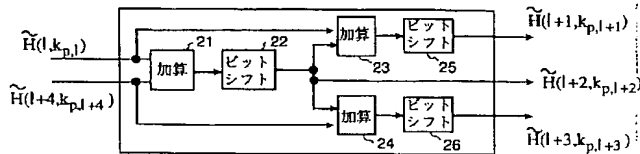
525…周波数領域等化部

53…伝送路

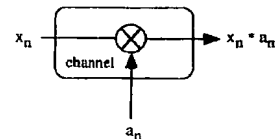
54…付加装置

55… S/I 演算器

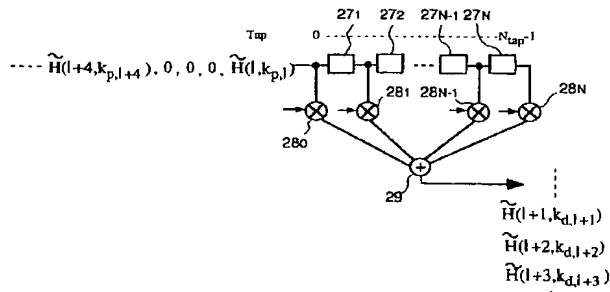
【図 1】



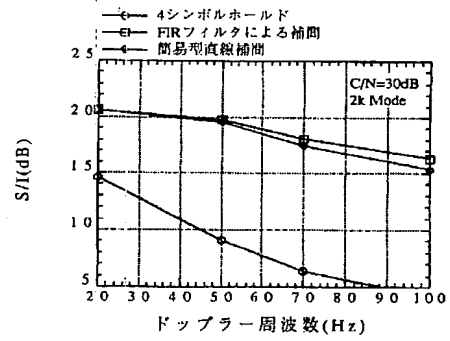
【図 3】



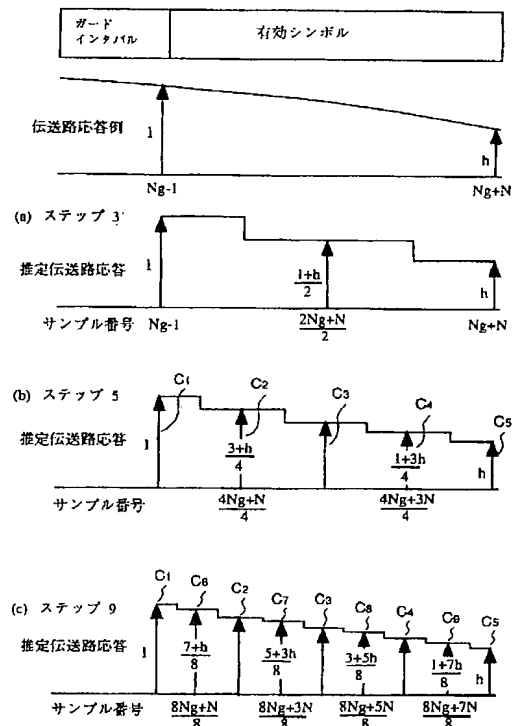
【図2】



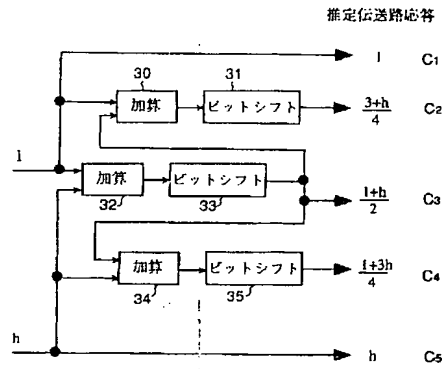
【図4】



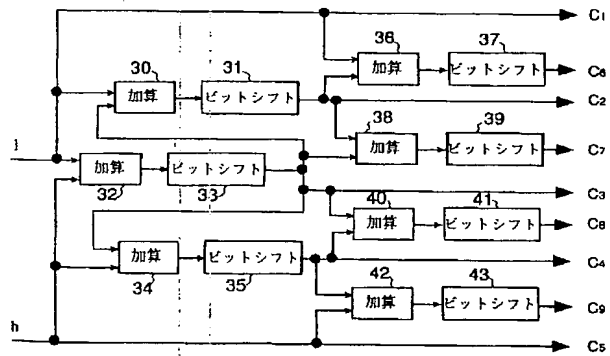
【図5】



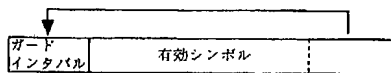
【図6】



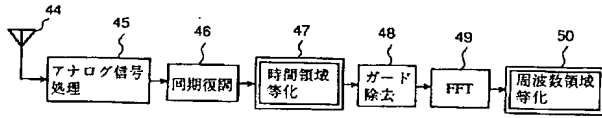
【図7】



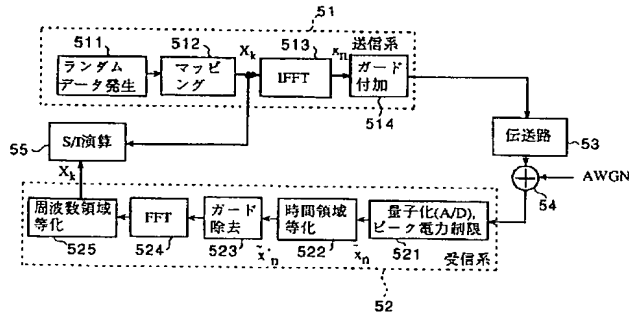
【図16】



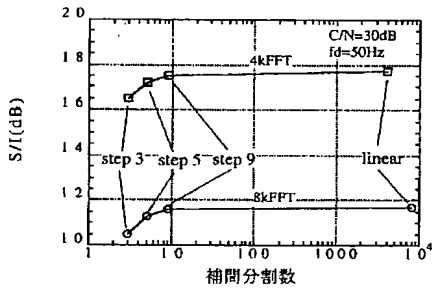
【図8】



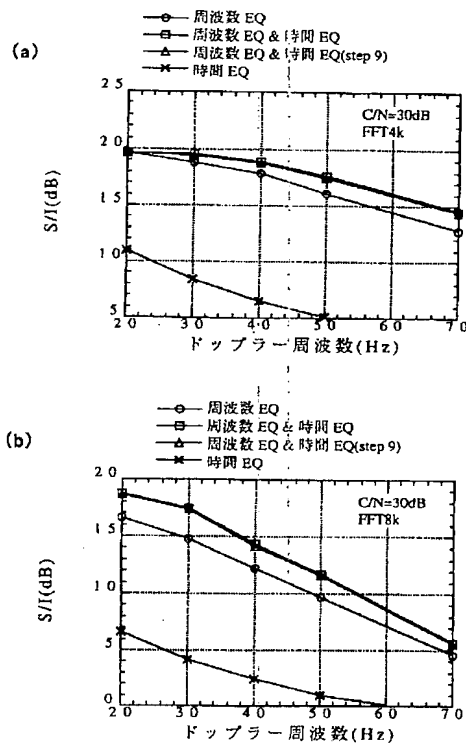
【図9】



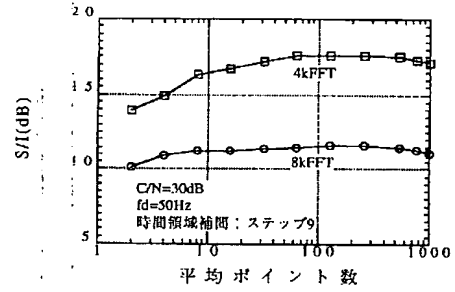
【図11】



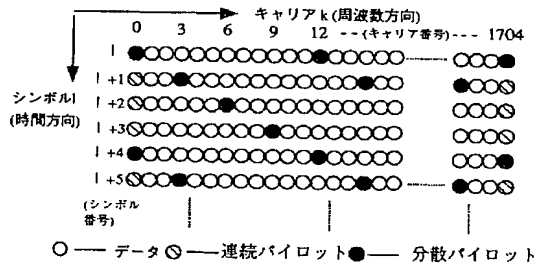
【図12】



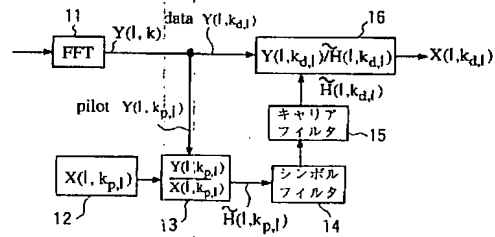
【図10】



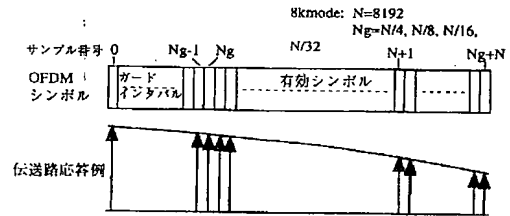
【図13】



【図14】

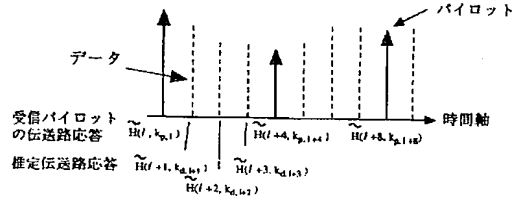


【図17】

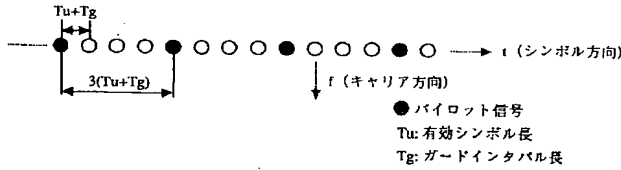


【図15】

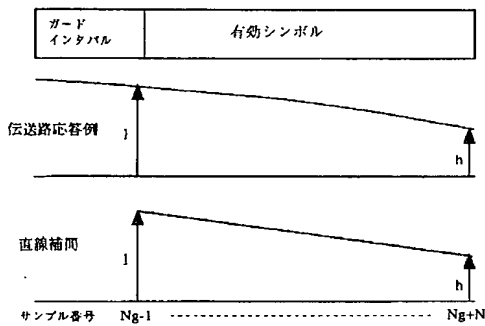
(a)伝送路応答例



(b)パイロット信号配置



【図18】



【手続補正書】

【提出日】平成12年1月31日(2000. 1. 31)

【手続補正1】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】特許請求の範囲

【補正方法】変更

【補正内容】

【特許請求の範囲】

【請求項1】 有効シンボル期間の末尾区間を有効シンボル期間の先頭に複写してガード期間を形成してなるOFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplex: 直交周波数分割多重)信号を受信し、受信したOFDM信号のガード期間の末尾と有効シンボル期間の末尾から伝送路応答の変化分を計算し、この伝送路応答の変化分を用いて時間領域の等化を行うOFDM用受信装置であって、前記有効シンボル内を複数ブロックに分割し、前記伝送路応答の変化分から前記複数ブロックそれぞれの伝送路応答をステップ状に推定する伝送路応答推定手段と、この手段で得られた複数ブロックそれぞれの伝送路応答に基づいて前記有効シンボル期間の時間領域の等化を行う時間領域等化手段とを具備することを特徴とするOFDM用受信装置。

【請求項2】 前記伝送路応答推定手段は、伝送路応答の変化分から前記有効シンボル内に存在する複数ブロックそれぞれの伝送路応答を求める演算として、加算器とビットシフト回路装置を用いることを特徴とする請求項1記載のOFDM用受信装置。

【請求項3】 有効シンボル期間の末尾区間を有効シンボル期間の先頭に複写してガード期間を形成し、振幅、位相が既知のパイロット信号を周波数軸上及び時間軸上にはば等間隔で配置してなるOFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplex: 直交周波数分割多重)信号を受信するOFDM用受信装置であって、受信したOFDM信号のガード期間の末尾と有効シンボル期間の末尾から伝送路応答の変化分を計算し、前記有効シンボル内を複数ブロックに分割し、前記伝送路応答の変化分から前記複数ブロックそれぞれの伝送路応答をステップ状に推定し、これら複数ブロックそれぞれの伝送路応答に基づいて前記有効シンボル期間の時間領域の等化を行う時間領域等化手段と、前記パイロット信号の伝送路応答を2値デジタル信号として処理、推定して受信データ信号の伝送路応答を補間して周波数領域の等化を行う周波数領域等化手段とを具備することを特徴とするOFDM用受信装置。

【請求項4】 前記周波数領域等化手段は、前記OFDM信号の受信出力から時間軸上に連続する第1及び第2のパイロット信号を順次取り出し、前記第1及び第2のパイロット信号の第1及び第2の伝送路応答を加算し、

この加算結果をビットシフトすることで第3の推定伝送路応答を求め、少なくとも第3の推定伝送路応答を用いて時間軸上に連続する第1及び第2のパイロット信号間のデータ信号の伝送路応答を補間し、この補間された推定伝送路応答に基づいて周波数領域の等化を行うことを特徴とする請求項3記載のOFDM受信装置。

【請求項5】 前記周波数領域等化手段は、前記OFDM信号の受信出力から時間軸上に連続するパイロット信号を順次取り出し、各パイロット信号間のデータ信号配列位置に0を挿入して時系列に並べ、畳み込み演算することにより伝送路応答を補間し、この補間された推定伝送路応答に基づいて周波数領域の等化を行うことを特徴とする請求項3記載のOFDM受信装置。

【請求項6】 前記時間領域等化手段は、前記伝送路応答の変化分から前記有効シンボル内に存在する前記複数ブロックそれぞれの伝送路応答を求める演算として、加算器とビットシフト回路装置を用いることを特徴とする請求項3記載のOFDM用受信装置。

【手続補正2】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0032

【補正方法】削除

【手続補正3】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0033

【補正方法】削除

【手続補正4】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0034

【補正方法】変更

【補正内容】

【0034】(1) 有効シンボル期間の末尾区間を有効シンボル期間の先頭に複写してガード期間を形成してなるOFDM信号を受信し、受信したOFDM信号のガード期間の末尾と有効シンボル期間の末尾から伝送路応答の変化分を計算し、この伝送路応答の変化分を用いて時間軸上の等化を行うOFDM用受信装置であって、前記有効シンボル内を複数ブロックに分割し、伝送路応答の変化分から各ブロックの伝送路応答をステップ状に推定する伝送路応答推定手段と、この手段で得られた複数の伝送路応答に基づいて前記有効シンボル期間の時間領域の等化を行う時間領域等化手段とを具備することを特徴とする。

【手続補正5】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0035

【補正方法】変更

【補正内容】

【0035】(2)(1)の構成において、前記伝送路

応答推定検出手段は、伝送路応答の変化分から前記有効シンボル内に存在する複数の伝送路応答を求める演算として、加算器とビットシフト回路装置を用いることを特徴とする。

【手続補正6】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0036

【補正方法】変更

【補正内容】

【0036】(3) 有効シンボル期間の末尾区間を有効シンボル期間の先頭に複写してガード期間を形成し、振幅、位相が既知のパイロット信号を周波数軸上及び時間軸上にほぼ等間隔で配置してなるOFDM信号を受信するOFDM用受信装置であって、受信したOFDM信号のガード期間の末尾と有効シンボル期間の末尾から伝送路応答の変化分を計算し、前記有効シンボル内を複数ブロックに分割し、前記伝送路応答の変化分から各ブロックの伝送路応答をステップ状に推定し、これら複数の伝送路応答に基づいて前記有効シンボル期間の時間領域の等化を行う時間領域等化手段と、前記パイロット信号の伝送路応答を2値デジタル信号として処理、推定して受信データ信号の伝送路応答を補間して周波数領域の等化を行う周波数領域等化手段とを具備することを特徴とする。

【手続補正7】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0037

【補正方法】変更

【補正内容】

【0037】(4) (3) の構成において、前記周波数領域等化手段は、前記OFDM信号の受信出力から時間*

* 軸上に連続する第1及び第2のパイロット信号を順次取り出し、前記第1及び第2のパイロット信号の第1及び第2の伝送路応答を加算し、この加算結果をビットシフトすることで第3の推定伝送路応答を求め、少なくとも第3の推定伝送路応答を用いて時間軸上に連続する第1及び第2のパイロット信号間のデータ信号の伝送路応答を補間し、この補間された推定伝送路応答に基づいて周波数領域の等化を行うことを特徴とする。

【手続補正8】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0038

【補正方法】変更

【補正内容】

【0038】(5) (3) の構成において、前記周波数領域等化手段は、前記OFDM信号の受信出力から時間軸上に連続するパイロット信号を順次取り出し、各パイロット信号間のデータ信号配列位置に0を挿入して時系列に並べ、畳み込み演算することにより伝送路応答を補間し、この補間された推定伝送路応答に基づいて周波数領域の等化を行うことを特徴とする。

【手続補正9】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0039

【補正方法】変更

【補正内容】

【0039】(6) (3) の構成において、前記時間領域等化手段は、前記伝送路応答の変化分から前記有効シンボル内に存在する複数の伝送路応答を求める演算として、加算器とビットシフト回路装置を用いることを特徴とする。

フロントページの続き

(72)発明者 城杉 孝敏
神奈川県横浜市戸塚区吉田町292番地 株式会社日立製作所マルチメディアシステム
開発本部内

Fターム(参考) 5K022 DD13 DD18 DD19 DD34
5K046 AA05 EE06 EE12 EE16 EE47
EE56 EF05

Japanese Patent Application Laid-open No.2000-286817

【Title of Invention】 OFDM RECEIVER

【Abstract】

【PROBLEM TO BE SOLVED】 To provide an interpolation system giving an excellent estimate of a transmission line response requiring no multiplier that increases a circuit scale as an interpolation system on time basis in the case where equalization is conducted in a frequency domain.

【SOLUTION】 An adder 21 adds transmission line response estimate values $\tilde{H}(l, k_p, l)$ and $\tilde{H}(l+4, k_p, l+4)$ of pilot signals, a bit shift circuit 22 shifts the obtained result by 1 bit to obtain a value $\tilde{H}(l+2, k_p, l+2)$. Furthermore, an adder 23 adds the value $\tilde{H}(l, k_p, l)$ and the output of the bit shift circuit 22, a bit shift circuit 25 shifts the obtained result by 1 bit to obtain a value $\tilde{H}(l+1, k_p, l+1)$. Similarly, an adder 24 adds the value $\tilde{H}(l+4, k_p, l+4)$ and the output of the bit shift circuit 22, and a bit shift circuit 26 shifts the obtained sum by 1 bit to obtain a value $\tilde{H}(l+3, k_p, l+3)$. Thus, no multiplier is required, so that the scale of hardware can be reduced. Moreover, storage of two pilot signals on time basis is sufficient to each carrier where the pilot signals are transmitted, so that the memory scale can also be reduced.

【Claim】

1. An OFDM receiver receiving an OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) signal having a pilot signal whose amplitude and phase are known arranged on a frequency axis and a time axis at approximately equal intervals, processing and estimating a transmission line response of the pilot signal as a binary digital signal, and interpolating a transmission line response of a received data signal to perform an equalization in a frequency domain, comprising:

addition means sequentially taking out a successive first and a second pilot signal on the time axis from a received output of the OFDM signal and adding a first and a second transmission line response of the first and the second pilot signal; and

interpolation means obtaining a third estimated transmission line response by shifting an addition result of the addition means by a bit and interpolating the transmission line response of the data signal between the successive first and the second pilot signal on the time axis by using at least the third estimated transmission line response.

2. An OFDM receiver receiving an OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) signal having a pilot signal whose amplitude and phase are known arranged on a frequency axis and a time axis at approximately equal intervals, and interpolating a transmission line response of a received data signal by using the pilot signal to perform an equalization in a frequency domain, comprising:

signal arranging means sequentially taking out successive pilot signals on a time axis from a received output of the OFDM signal, and arranging the pilot signals in a time series by inserting 0 at an arrangement position of the data signal between the pilot signals; and

interpolation means interpolating the transmission line response by performing a convolution operation to the signal arranged in the time series by the signal arranging means.

3. An OFDM receiver receiving an OFDM (Orthogonal Frequency

Division Multiplex) signal having a guard term formed by copying a tail section of a valid symbol term to a head of the valid symbol term, calculating a variation of a transmission line response from the tail of the guard term and the tail of the valid symbol term of the received OFDM signal, and performing an equalization on a time axis by using the variation of the transmission line response, comprising:

transmission line response estimation means dividing the valid symbol into a plurality of blocks, and estimating the transmission line response of the blocks from the variation of the transmission line response; and

time domain equalization means performing an equalization in a time domain for the valid symbol term based on the plurality of transmission line responses obtained by the transmission line response estimation means.

4. The OFDM receiver as claimed in claim 3, wherein the transmission line response detection means use an adder and a bit shift circuit device for performing operation to obtain a plurality of transmission line responses existing within the valid symbol from the variation of the transmission line response.

5. An OFDM receiver receiving an OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) signal having a guard term formed by copying a tail section of a valid symbol term to a head of the valid symbol term and a pilot signal whose amplitude and phase are known arranged on a frequency axis and a time axis, comprising:

time domain equalization means calculating a variation of a transmission line response from the tail of the guard term of the received OFDM signal and the tail of the valid symbol term, dividing the valid symbol into a plurality of blocks, estimating the transmission line response of the blocks from the variation of the transmission line response, and performing an equalization in a time domain for the valid symbol term based on the plurality of transmission line responses; and

frequency domain equalization means processing and estimating a

transmission line response of the pilot signal as a binary digital signal, and interpolating a transmission line response of a received data signal to perform an equalization in a frequency domain.

6. The OFDM receiver as claimed in claim 5, wherein the frequency domain equalization means sequentially take out a successive first and a second pilot signal on the time axis from a received output of the OFDM signal and add a first and a second transmission line response of the first and the second pilot signal, obtain a third estimated transmission line response by shifting an addition result by a bit, interpolate the transmission line response of the data signal between the successive first and the second pilot signal on the time axis by using at least the third estimated transmission line response, and perform the equalization in the frequency domain based on the estimated transmission line response interpolated.

7. The OFDM receiver as claimed in claim 5, wherein the frequency domain equalization means sequentially take out successive pilot signals on a time axis from a received output of the OFDM signal, arrange the pilot signals in a time series by inserting 0 at an arrangement position of the data signal between the pilot signals, interpolate the transmission line response by performing a convolution operation to the signal arranged in the time series, and perform the equalization in the frequency domain based on the estimated transmission line response interpolated.

8. The OFDM receiver as claimed in claim 5, wherein the time domain equalization means use an adder and a bit shift circuit device for performing operation to obtain a plurality of transmission line responses existing within the valid symbol from the variation of the transmission line response.

【Detailed Description of the Invention】

【0001】

【Technical Field to which the Invention belongs】

The present invention relates to an OFDM receiver receiving an OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) signal.

【0002】

【Prior Art】

As a terrestrial digital broadcasting system, the OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) system has been studied in Europe and in Japan. The OFDM system performs a multiplexed transmission of numerous carriers within one channel of a bandwidth (1705 lines in 2k mode in European DVB-T system; Document 1: EBU/ETSI JTC: Digital Broadcasting system for television, sound and data services; Framing structure, channel coding modulation for digital terrestrial television, ETS 300 744, Mar. 1996). The DVB-T system transmits a pilot signal whose amplitude and phase are known in the sub-carriers.

【0003】

When an OFDM signal is received by a mobile unit, a received signal is influenced by a Rayleigh fading in which an amplitude has a Rayleigh distribution and a phase has a uniform distribution. As a technology for compensating this influence, there is a method in which the above-mentioned pilot signal is interpolated in a time direction and observing a variation between the pilot signals, thereby estimating the transmission line response by the time variation of the amplitude and the phase of the received signal and performing an equalization in the frequency domain based on the estimation result. This method has already been reported in institutes and the like (e.g. Document 2: ITE Vol.52, No.11 1998, Takada et al. "Transmission Characteristic by OFDM Symbol Length and Scattered Pilot in Terrestrial Digital Broadcasting", Document 3: Wireless personal Communications 2: 335-356, 1996, Hara "Transmission Performance Analysis of Multi-Carrier Modulation in Frequency Selective Fast Rayleigh Fading Channel").

【0004】

On the other hand, as the speed of the fading is enhanced, Doppler broadening of the carrier cannot be neglected, so that an inter-carrier interference (ICI) is generated. In other words, this is equivalent to the variation of the transmission line response within a single OFDM symbol. As

a technology for compensating the transmission line response variation within the single OFDM symbol, a method by the equalization in time domain is reported in institutes (Document 4: 1997 IEICE General Conference, B5-282, Hashizume et al. "High-speed Fading Compensation System using Guard Interval in Orthogonal Multi-carrier Modulation").

【0005】

Firstly, the equalization in the frequency domain will now be described.

【0006】

Fig.13 shows a pilot signal arrangement in the European DVB-T system, where k is a carrier index, and l is a symbol index. As a pilot signal, there is a continual pilot (CP) which is continually transmitted by the same carrier irrespective of the transmission symbol index, and a scattered pilot (SP) which is transmitted by a different carrier per transmission symbol. In Fig.20, the SP shown by black circular marks is transmitted to carriers of twelve lines at carrier positions $k_{p,l}=12p+3*(l \bmod 4)$, $p=0, \dots, 142$, $l=0, \dots, 67$ (symbol number of 1 frame), and cyclically inserted so that the same carrier arrangement is obtained every four symbols (where maximum of $k_{p,l}$ is 1704). Also, the data signal is transmitted by 1512 lines of carriers excluding the CP and the SP and the carrier arrangement can be given by $k_{d,l}$, $d=0, \dots, 1511$, $l=0, \dots, 67$ (where $k_{d,l} \neq k_{p,l}$).

【0007】

On the other hand, when observed in a symbol direction (time direction), it is found that the SP is transmitted every 4 symbols at the position of multiples of 3 as the carrier index. Therefore, when performing the equalization in the frequency domain, it requires that the transmission line response is interpolated for the three data signals between the pilot signals.

【0008】

The equalization in the frequency domain will now be described referring to Fig.14. Fig.14 shows an arrangement of a base band

demodulator including an equalizer of the frequency domain. A received OFDM signal $Y(l,k)$ having transformed into the signal of the frequency domain by an FFT (fast Fourier transform) circuit 11 is decomposed into a received data signal $Y(l,k_d,l)$ and a received pilot signal $Y(l,k_p,l)$ excluding the CP. The pilot signal has a known complex amplitude $X(l,k_p,l)$ and prestored in a memory 12. Therefore, if a noise is not added in the transmission line, a transmission line response $H(l,k_p,l)=Y(l,k_p,l)/X(l,k_p,l)$ of a sub-carrier $k=k_p,l$ transmitting the received pilot signal can be obtained by dividing the received pilot signal $Y(l,k_p,l)$ by a complex amplitude $X(l,k_p,l)$ stored in the memory 12 at a division circuit 13. However, the noise is generally added in the transmission line, so that the transmission line response of the carrier transmitting the pilot signal assumes an estimate $\tilde{H}(l,k_p,l)$.

【0009】

Regarding the estimate $\tilde{H}(l,k_p,l)$ of the transmission line response, the transmission line response $\tilde{H}(l,k_d,l)$ of each received data signal is interpolated in carrier direction at a carrier filter 15 after having passed through a symbol filter 14 interpolating the transmission line response in a time direction (symbol direction), thereby estimating the transmission line response in the carrier transmitting the data signal. By dividing the received data signal $Y(l,k_d,l)$ by the estimated transmission line response $\tilde{H}(l,k_d,l)$ thus obtained at a division circuit 16, the data $X(l,k_d,l)=Y(l,k_d,l)/\tilde{H}(l,k_d,l)$ after the equalization can be obtained.

【0010】

Fig.15(a) shows an example of the transmission line response at a carrier position where the pilot signal is transmitted. Fig.15(b) shows a schematic diagram of the pilot and the data signal arrangements. Both diagrams show time (in symbol direction) on the abscissa, and the pilot signal is transmitted every four carriers. In a Rayleigh fading transmission line of the maximum Doppler frequency f_d , each transmission carrier generates a broadening of $\pm f_d$, and the received signal fluctuates with time as shown in Fig.15(a).

【0011】

As examples reporting the estimation method of the transmission line response in the received data signal between the pilot signals, a method of holding the transmission line response of the pilot signal until the next pilot signal is transmitted (Document 2), and a method of performing a linear interpolation between the pilot signals (Document 3).

【0012】

As for the method of holding the transmission line response of the pilot signal until the next pilot signal is transmitted, and obtaining the transmission line response of the data signal between the pilot signals, the hardware is extremely simple, and is effective for a transmission line whose transmission line response does not fluctuate with time. However, in case where the transmission line response fluctuates with time as in a fading transmission line, the characteristic deterioration occurs on the contrary. On the other hand, the method of performing a linear interpolation between the pilot signals is effective for a transmission line whose transmission line response fluctuates with time, but the hardware scale becomes large since multipliers and adders are required.

【0013】

The equalization in the time domain will now be described.

【0014】

As shown in Fig.16, the OFDM signal has an arrangement where the tail of the valid symbol term is added to the head of the valid symbol as a guard interval. By using this characteristic of the OFDM signal, signal processing such as AFC, timing reproduction and mode determination is performed. Also, although the number of carriers is few compared with the digital broadcasting, examples of application in equalization of the signal having suffered from the fading interference have been reported (Document 3).

【0015】

Fig.17 shows an OFDM symbol arrangement and the transmission

line response example upon receiving the fading distortion. The OFDM symbol is sampled at a timing T of an IFFT (inverse fast Fourier transform), and a valid symbol term is sampled at N points. The sample points from N+1 to N_g+N in a valid symbol term are copied to the sample points of 0 to N_g-1 as the guard interval.

【0016】

Assuming that a transmission line where a time is unchanged and no noise exists, the tail portion of the valid symbol term and the guard interval term are received as the same signal. However, in a general receiver, the noise is added and when the fading transmission line is assumed as shown in the transmission line response example, the received sample points are influenced by distortion in the amplitude and the phase, so that the tail portion of the valid symbol term and the guard interval term are received as different signals.

【0017】

The equalization in the time domain is a method of equalizing the signal by estimating the transmission line response from the difference between received signals in the tail portion of the valid symbol term and the guard interval term. The received signal at each sample point is given by the following equation:

【Eq.1】

$$\tilde{x}_n = x_r(n) + j \cdot x_i(n) \quad (1)$$

【0018】

Also, the variation of the signals in the tail portion of the valid symbol term and the guard interval term is calculated by the following equation:

【Eq.2】

$$h = \frac{1}{k} \sum_{n=N_g-1-k}^{N_g-1} \frac{\tilde{x}_{n+N}}{\tilde{x}_n} \quad (2)$$

【0019】

In the above equation, the denominator within Σ indicates the received sample points from the last sample point within the guard interval to the k preceding sample points, and the numerator indicates the received sample points from the last sample point of the valid symbol to the k preceding sample points. Thus, by obtaining the variation of signal by averaging the ratio of a plurality of received sample points, it is made possible to reduce the influence of the Gaussian noise added independently at the sample points.

【0020】

As a method of estimating the transmission line response at the received point within the valid symbol from the variation h of the signal, the linear interpolation will now be described. Fig.18 shows a schematic diagram.

【0021】

In the linear interpolation, the transmission line response of the sample index N_g-1 is made 1, and the transmission line response of N_g+N is made h , thereby linearly interpolating the transmission line response from the sample index N_g to N_g+N . In this case, the estimated transmission line response for each sample is given by the following equation:

【Eq.3】

$$\bar{h}_n = 1 - \frac{(n - N_g + 1)}{N} \cdot (1 - h) \quad \text{where} \quad N_g \leq n \leq N_g + N \quad (3)$$

【0022】

By dividing the received signal \tilde{x}_n by the transmission line response \bar{h}_n thus obtained, the received signal \tilde{x}_n' after the equalization is obtained.

【Eq.4】

$$\tilde{x}_n' = \frac{\tilde{x}_n}{\bar{h}_n} \quad \text{where} \quad N_g \leq n \leq N_g + N \quad (4)$$

【0023】

Since the transmission line response for each sample point is calculated as shown in Eq.(3), the linear interpolation becomes complicated when the hardware is considered.

【0024】

As described above, in the OFDM system, the equalization is performed by interpolating the transmission line response by using the pilot signal and dividing the received data by the estimated transmission line response. Also, by using the correlation of the guard interval, the equalization in the time domain is made possible. The S/I ratio (signal to interference) of the signal after equalization of the received OFDM signal in the frequency domain is now defined as follows:

【Eq.5】

$$\frac{S}{I} = \frac{\text{(Energy per symbol of received OFDM signal)}}{\text{(Energy of difference between transmission point and reception point for each sub-carrier in frequency domain)}}$$

【0025】

Namely, assuming that N is the point number of the FFT, y_n is the n-th sample point in the valid symbol term of the received OFDM signal, x_k and \tilde{x}_k are respectively the transmission point and the reception point of the k-th sub-carrier, the S/I can be given by the following equation:

【0026】

【Eq.6】

$$\frac{S}{I} = \frac{N \cdot \sum_{n=0}^{N-1} |y_n|^2}{\sum_{k=0}^{N-1} |\tilde{x}_k - x_k|^2} \quad (5)$$

【0027】

【Problem to be solved by the present invention】

As described above, in the prior art receiver, as an interpolation method for estimating the transmission line response in time direction in the

frequency domain, the method (Document 2) of holding the transmission line response of the pilot signal until the next pilot signal is transmitted to be made the transmission line response of the data signal between the pilot signals is extremely easy to be realized by the hardware and effective for a transmission line where the transmission line response does not fluctuate with time. However, in a case where the transmission line response fluctuates by time as in a fading transmission line, the above-mentioned S/I characteristic is deteriorated.

【0028】

Also, the method (Document 3) of performing the linear interpolation between the pilot signals is effective for the transmission line where the transmission line response fluctuates with time, while there is a problem that the hardware scale becomes large since the multipliers and the adders are required.

【0029】

On the other hand, as for the equalization in the time domain, when the linear interpolation is performed to the signal within the valid symbol as shown in the Document 4, the multiplier and the like are required for calculating the transmission line response for the sample points, so that there is a problem that when hardware is considered the equalization in the time domain becomes complicated.

【0030】

Therefore, in order to resolve the above-mentioned problem, the present invention provides an OFDM receiver of an interpolation system giving an excellent estimate of a transmission line response and requiring no multiplier that increases the circuit scale as an interpolation system on time basis in the case where equalization is conducted in a frequency domain.

【0031】

【Means for solving the Problem】

In order to solve the above-mentioned problem, the present invention has a characteristic arrangement as follows:

【0032】

(1) An OFDM receiver receiving an OFDM signal having a pilot signal whose amplitude and phase are known arranged on a frequency axis and a time axis at approximately equal intervals, processing and estimating a transmission line response of the pilot signal as a binary digital signal, and interpolating a transmission line response of a received data signal to perform an equalization in a frequency domain is characterized by comprising: addition means sequentially taking out a successive first and a second pilot signal on the time axis from a received output of the OFDM signal and adding a first and a second transmission line response of the first and the second pilot signal; and interpolation means obtaining a third estimated transmission line response by shifting an addition result of the addition means by a bit and interpolating the transmission line response of the data signal between the successive first and the second pilot signal on the time axis by using at least the third estimated transmission line response.

【0033】

(2) An OFDM receiver receiving an OFDM signal having a pilot signal whose amplitude and phase are known arranged on a frequency axis and a time axis at approximately equal intervals, and interpolating a transmission line response of a received data signal by using the pilot signal to perform an equalization in a frequency domain is characterized by comprising: signal arranging means sequentially taking out successive pilot signals on a time axis from a received output of the OFDM signal, and arranging the pilot signals in a time series by inserting 0 at an arrangement position of the data signal between the pilot signals; and interpolation means interpolating the transmission line response by performing a convolution operation to the signal arranged in the time series by the signal arranging means.

【0034】

(3) An OFDM receiver receiving an OFDM signal having a guard

term formed by copying a tail section of a valid symbol term to a head of the valid symbol term, calculating a variation of a transmission line response from the tail of the guard term and the tail of the valid symbol term of the received OFDM signal, and performing an equalization on a time axis by using the variation of the transmission line response is characterized by comprising: transmission line response estimation means dividing the valid symbol into a plurality of blocks, and estimating the transmission line response of the blocks from the variation of the transmission line response; and time domain equalization means performing an equalization in a time domain for the valid symbol term based on the plurality of transmission line responses obtained by the transmission line response estimation means.

【0035】

(4) In the arrangement of (3), the transmission line response detection means are characterized by using an adder and a bit shift circuit device for performing operation to obtain a plurality of transmission line responses existing within the valid symbol from the variation of the transmission line response.

【0036】

(5) An OFDM receiver receiving an OFDM signal having a guard term formed by copying a tail section of a valid symbol term to a head of the valid symbol term and a pilot signal whose amplitude and phase are known arranged on a frequency axis and a time axis is characterized by comprising: time domain equalization means calculating a variation of a transmission line response from the tail of the guard term of the received OFDM signal and the tail of the valid symbol term, dividing the valid symbol into a plurality of blocks, estimating the transmission line response of the blocks from the variation of the transmission line response, and performing an equalization in a time domain for the valid symbol term based on the plurality of transmission line responses; and frequency domain equalization means processing and estimating a transmission line response of the pilot signal as a binary digital signal, and interpolating a transmission line

response of a received data signal to perform an equalization in a frequency domain.

【0037】

(6) In the arrangement of (5), the frequency domain equalization means are characterized by sequentially taking out a successive first and a second pilot signal on the time axis from a received output of the OFDM signal and add a first and a second transmission line response of the first and the second pilot signal, obtaining a third estimated transmission line response by shifting an addition result by a bit, interpolate the transmission line response of the data signal between the successive first and the second pilot signal on the time axis by using at least the third estimated transmission line response, and performing the equalization in the frequency domain based on the estimated transmission line response interpolated.

【0038】

(7) In the arrangement of (5), the frequency domain equalization means are characterized by sequentially taking out successive pilot signals on a time axis from a received output of the OFDM signal, arranging the pilot signals in a time series by inserting 0 at an arrangement position of the data signal between the pilot signals, interpolating the transmission line response by performing a convolution operation to the signal arranged in the time series, and performing the equalization in the frequency domain based on the estimated transmission line response interpolated.

【0039】

(8) In the arrangement of (5), the time domain equalization means are characterized by using an adder and a bit shift circuit device for performing operation to obtain a plurality of transmission line responses existing within the valid symbol from the variation of the transmission line response.

【0040】

Namely, in the interpolation method of the present invention, in order to estimate the transmission line response of the data signal between the pilot signals (in time direction), the pilot signals are added and then

multiplied by $1/2$, the result thereof is further added with the pilot signal and then multiplied by $1/2$ to interpolate and estimate the transmission line response of the data signal. The interpolation circuit is composed of an adder for adding the pilot signals, and a multiplier for multiplying the addition result by a coefficient, while in the receiver performing the signal processing with binary digital signals, the multiplier can be composed of a bit shift circuit having a simple arrangement, thereby reducing the hardware scale.

【0041】

On the other hand, regarding the equalization in the time domain, the valid symbol term is divided into a plurality of blocks, and allocating a fixed transmission line response to the blocks, so as to reduce the hardware scale. Also, by substituting a bit shift circuit for the multiplier in order to obtain the transmission line response, the hardware scale is reduced.

【0042】

Moreover, by combining the equalizations in the time domain and the frequency domain, the excellent equalization characteristic can be obtained in a fading transmission line.

【0043】

【Form of Embodiments of the Invention】

Hereinafter, embodiments of the present invention will be described in detail referring to the attached figures.

【0044】

Fig.1 is a block diagram showing an arrangement of a transmission line response interpolation circuit used in an OFDM receiver as the first embodiment of the present invention. The interpolation circuit of this embodiment uses a method of estimating the transmission line response of the data signal between the pilot signals by approximate linear interpolation of the transmission line response of the pilot signals, which will now be called a simplified linear interpolation hereinafter.

【0045】

Firstly, as an example in Fig.15(a), the estimation of the

transmission line response of the data signal between an estimated transmission line response $\tilde{H}(l, k_{p,l})$ of the pilot signal with a symbol index l and the a carrier index p and a transmission line response $\tilde{H}(l+4, k_{p,l+4})$ between the pilot signal with a symbol index $l+4$ and the carrier index p will be described. The estimated transmission line responses are given by the following equations:

【Eq.7】

$$\begin{aligned}\tilde{H}(l+2, k_{d,l+2}) &= \frac{1}{2} \left\{ \tilde{H}(l, k_{p,l}) + \tilde{H}(l+4, k_{p,l+4}) \right\} \\ \tilde{H}(l+1, k_{d,l+1}) &= \frac{1}{2} \left[\tilde{H}(l, k_{p,l}) + \frac{1}{2} \left\{ \tilde{H}(l, k_{p,l}) + \tilde{H}(l+4, k_{p,l+4}) \right\} \right] \\ \tilde{H}(l+3, k_{d,l+3}) &= \frac{1}{2} \left[\frac{1}{2} \left\{ \tilde{H}(l, k_{p,l}) + \tilde{H}(l+4, k_{p,l+4}) \right\} + \tilde{H}(l+4, k_{p,l+4}) \right]\end{aligned}\tag{6}$$

【0046】

In the above equations, for the data signal $k_{d,l+2}$ in the middle of the pilot signals, the average of the transmission line responses of the pilot signals $k_{p,l}$ and $k_{p,l+4}$ is made the estimated transmission line response, and for the data signal $k_{d,l+1}$, the average of the estimated transmission line responses of the data signal $k_{d,l+2}$ and the pilot signal $k_{p,l}$ is made the estimated transmission line response. Also, for the data signal $k_{d,l+3}$, the average of the estimated transmission line responses of the data signal $k_{d,l+2}$ and the pilot signal $k_{p,l+4}$ is made the estimated transmission line response. By using this interpolation system, it is made possible to almost linearly interpolate the transmission line response between the pilot signals $k_{p,l}$ and $k_{p,l+4}$.

【0047】

Since the transmission line response is processed by the binary digital signals, the simple bit shift can be used for the operation of the $1/2$ in the above equations.

【0048】

Fig.1 is an arrangement for realizing the Eq.(6), An adder 21 adds

transmission line response estimate values $\tilde{H}(l, k_{p,l})$ and $\tilde{H}(l+4, k_{p,l+4})$ of pilot signals, a bit shift circuit 22 shifts the sum by 1 bit to multiply by $1/2$. The output of the bit shift circuit 22 is now made a value $\tilde{H}(l+2, k_{p,l+2})$. Furthermore, an adder 23 sums the value $\tilde{H}(l, k_{p,l})$ and the output of the bit shift circuit 22, a bit shift circuit 25 shifts the obtained sum by 1 bit to obtain a value $\tilde{H}(l+1, k_{p,l+1})$. Similarly, an adder 24 adds the value $\tilde{H}(l+4, k_{p,l+4})$ and the output of the bit shift circuit 22, and a bit shift circuit 26 shifts the obtained result by 1 bit to obtain a value $\tilde{H}(l+3, k_{p,l+3})$.

【0049】

By the arrangement of this embodiment, the multiplier is made unnecessary in the interpolation circuit, so that the scale of the hardware can be reduced. Also, in this system, storage of two pilot signals in time direction is sufficient to each carrier where the pilot signals are transmitted, so that the memory scale can also be reduced.

【0050】

Fig.2 shows an arrangement of a transmission line response interpolation circuit used in the OFDM receiver as the second embodiment of the present invention. This interpolation circuit uses an FIR filter for the interpolation filter in a symbol direction. Fig.2 is an FIR filter with a tap number of N_{tap} , composed of delay circuits $27_1 \sim 27_N$, multipliers $28_0 \sim 28_N$, for respectively multiplying the input and the outputs of the delays $28_1 \sim 28_N$ by coefficients $A_0 \sim A_N$ and an adder 12 adding the output of the multipliers $28_0 \sim 28_N$.

【0051】

The pilot signal is inputted to the delay 27_1 per symbol as ..., $\tilde{H}(l, k_{p,l})$, 0, 0, 0, $\tilde{H}(l+4, k_{p,l+4})$, ..., and 0 is inputted when the data signal is transmitted. The estimated transmission line response after the interpolation can be obtained from the output of the adder 12 as ..., $\tilde{H}(l+1, k_{p,l+1})$, $\tilde{H}(l+2, k_{p,l+2})$, $\tilde{H}(l+3, k_{p,l+3})$,

【0052】

With the arrangement of this embodiment, a plurality of multipliers

are required, so that the circuit scale is enlarged, while an estimate precision of the transmission line response is enhanced compared to the system of the first embodiment using the bit shift.

【0053】

While the method of interpolating the pilot signal in the time direction has been described by taking the interpolation using the FIR filter and the simplified linear interpolation as the embodiments, the estimation of the transmission line response for the data signal position using the interpolation system was performed and simulations of the S/I after the equalization were compared.

【0054】

As a transmission line model, a single-wave Rayleigh fading transmission line is assumed and an average reception C/N=30 dB. Fig.3 shows the transmission line model.

【0055】

As a coefficient a_n of the Rayleigh fading, the following value studied by Jakes has been used.

【Eq.8】

$$a_n = \left(2 \sum_{n=1}^{N_0} \cos \beta_n \cdot \cos \omega_n t + \sqrt{2} \cos \alpha \cdot \cos 2\pi f_d t \right) + j \cdot \left(2 \sum_{n=1}^{N_0} \sin \beta_n \cdot \cos \omega_n t + \sqrt{2} \sin \alpha \cdot \cos 2\pi f_d t \right)$$

Where f_d is maximum Doppler frequency, and $\omega_n = 2\pi f_d \cdot \cos \frac{2\pi n}{N}$, $N_0 = 8$, (7)

$N = 2(2N_0 + 1)$, $\alpha = \frac{\pi}{4}$, $\beta_n = \frac{\pi \cdot n}{N_0}$ are set

【0056】

In this case, the real portion and the imaginary portion of a_n respectively follow the Gaussian random process so that the transmission line output $x_n \cdot a_n$ is influenced by the Rayleigh fading in which the amplitude

has a Rayleigh distribution and the phase has a uniform distribution.

【0057】

The simulation model is approximately compliant with the DVB-T 6MHz version as shown in the following Table 1:

【0058】

【Table 1】

Item		Parameter
FFT Size	N	2048
Valid carrier number	Nc	1705
Pilot signal number		176
Valid symbol length	Tu	303 μ s
Sampling frequency	ft	6.75MHz
Guard interval length	Tg	Tu/4
Modulation system		QPSK

【0059】

Fig.4 shows the simulation result. As an interpolation method in time direction, the simplified linear interpolation and the interpolation using the FIR filter as described in the above embodiments are simulated, and the simulation related to the method of holding the pilot signals for 4-symbol term as described in the prior art is performed for comparison. The abscissa shows the maximum Doppler frequency and the ordinate shows the S/I of the equalizer output.

【0060】

As for the holding type, the S/I of the equalizer output rapidly deteriorates as the Doppler frequency increases. However, by interpolating in time direction, an S/I ratio near 20 dB can be obtained even in case of the maximum Doppler frequency of 50 Hz. It is to be noted that as the Doppler frequency increases, the characteristic of the type using the FIR filter is

improved. However, at the Doppler frequency of 50 Hz, there is almost no difference in the characteristic for the simplified linear interpolation and the FIR filter, so that considering the point of the hardware scale, the simplified interpolation system is found to be effective.

【0061】

It is to be noted that there are two following causes for the characteristic deterioration despite performing the interpolation in time direction.

【0062】

Firstly, in this simulation, in order to make the condition as near as possible to the actual mobile unit reception conditions, the system in which the amplitude and the phase fluctuate by the sample point has been used. Therefore, the phase and the amplitude fluctuate even within a single OFDM symbol and the orthogonality of each carrier is broken so that ICI (inter-carrier interference) is generated, so that the characteristic deteriorates.

【0063】

Secondly, in the Rayleigh fading transmission line, a term is generated where the signal amplitude falls down around 0 so that the reception C/N is extremely decreased. In this term, the pilot signal falls down to the noise level so that the estimation of the accurate transmission line response becomes difficult, and the characteristic deteriorates.

【0064】

Generally in an OFDM system, in order to accommodate to the above-mentioned second characteristic deterioration, the data are dispersed by time interleave so that even if a certain transmission symbol falls down to a noise level, data of the other symbols can be used to reproduce the symbol.

【0065】

Also, as in the case of 2k FFT mode, if a single OFDM symbol length is comparatively short, the above-mentioned first characteristic deterioration is not such a big problem. However, in case of performing the

mobile reception at 4k or 8k mode, the first characteristic deterioration requires to be addressed somehow. Therefore, hereinafter, an embodiment related to the equalization in the time domain capable of canceling the ICI will be described.

【0066】

As the equalization method in the time domain, as described in the prior art, there is a method of performing linear interpolation the transmission line response for the sample indexes N_g to N_g+N corresponding to the valid symbol term of the OFDM symbol where the transmission line response of the sample index N_g-1 shown in Fig.17 is made l , the transmission line response of N_g+N is made h .

【0067】

On the contrary, Fig.5 shows, as a simple realization of the linear interpolation, the embodiment (the third embodiment) of stepwise interpolation interpolating the transmission line response stepwise form. Fig.7(a) divides the valid symbol term into three, Fig.7(b) divides the valid symbol term into five, and Fig.7(c) divides the valid symbol term into nine, to allocate the estimated transmission line response to the samples stepwise, respectively called step 3, step 5 and step 9. As an example, the step 5 of Fig.5(b) will now be described.

【0068】

Firstly, the transmission line response l (C_1) of the sample index N_g-1 and the transmission line response h (C_5) of the sample index N_g+N are added and then divided by 2 to obtain $(l+h)/2$, which is made the estimated transmission line response (C_3) at the position of the sample index $(2N_g+N)/2$. Then, the obtained estimated transmission line response (C_3) at the position of the sample index $(2N_g+N)/2$ and the transmission line response l (C_1) of the sample index N_g-1 are added and then divided by 2 to obtain $(3l+h)/4$, which is made the estimated transmission line response (C_2) at the position of the sample index $(4N_g+N)/4$ and the estimated transmission line response (C_3) at the position of the sample index $(2N_g+N)/2$ and the transmission line

response h (C_5) of the sample index N_g+N are added and then divide by 2 to obtain $(1+3h)/4$, which is made the estimated transmission line response (C_4) at the position of the sample index $(4N_g+N)/4$. The transmission line responses obtained so far are allocated to the sample signals as follows:

[0069]

[Eq.9]

$$\begin{aligned}
 \tilde{h}_n &= 1, & N_g \leq n < \frac{8N_g + N}{8} \\
 \tilde{h}_n &= \frac{3+h}{4} & \frac{8N_g + N}{8} \leq n < \frac{8N_g + 3N}{8} \\
 \tilde{h}_n &= \frac{1+h}{2} & \frac{8N_g + 3N}{8} \leq n < \frac{8N_g + 5N}{8} \\
 \tilde{h}_n &= \frac{1+3h}{4} & \frac{8N_g + 5N}{8} \leq n < \frac{8N_g + 7N}{8} \\
 \tilde{h}_n &= h & \frac{8N_g + 7N}{8} \leq n < N_g + N
 \end{aligned} \tag{8}$$

[0070]

It is to be noted that in the operation for obtaining the estimate \tilde{h}_n , a simple bit shift operation as described in the first embodiment can be used for the operation of dividing by 2, so that the hardware scale can be reduced.

[0071]

Fig.6 shows a block arrangement diagram showing the hardware realization of Fig.5(b).

[0072]

Firstly, the transmission line response1(C_1) of the sample index N_g-1 and the transmission line response h (C_5) of the sample index N_g+N are added by and adder 32 and then shifted by 1 bit by a bit shift circuit 33 to obtain the estimated transmission line response $(1+h)/2$, which is made the estimated transmission line response (C_3) at the position of the sample index

$(2N_g+N)/2$. Then, the obtained estimated transmission line response (C_3) at the position of the sample index $(2N_g+N)/2$ and the transmission line response 1 (index C_1 in Fig.6) of the sample index N_g-1 are added by an adder 30 and then shifted by 1 bit by a bit shift circuit 31 to obtain $(3+h)/4$, which is made the estimated transmission line response (C_2) at the position of the sample index $(4N_g+N)/4$. At the same time, the estimated transmission line response (C_3) at the position of the sample index $(2N_g+N)/2$ and the transmission line response h (index C_5 in Fig.6) of the sample index N_g+N are added by and adder 34 and then shifted by 1 bit by a bit shift circuit 35 to obtain $(1+3h)/4$, which is made the estimated transmission line response (C_4) at the position of the sample index $(4N_g+N)/4$.

【0073】

As described above, by the arrangement of this embodiment, the hardware can be realized by a simple arrangement of the adders 30, 32, 34 and the bit shift circuits 31, 33, 35.

【0074】

It is to be noted that while the above description was made for Fig.5(b), the interpolation is also possible for Fig.5(c) by a similar consideration. This is made the fourth embodiment, and the block diagram is shown in Fig.7 in which in addition to the arrangement of Fig.6, the transmission line response 1 (index C_1 in Fig.7) of the sample index N_g-1 and the estimated transmission line response C_2 at the position of the sample index $(4N_g+N)/4$ are added by and adder 36 and then shifted by 1 bit by a bit shift circuit 37 to obtain $(7+h)/8$, which is made the estimated transmission line response C_6 at the position of the sample index $(8N_g+N)/8$. The estimated transmission line responses C_2 and C_3 are added by and adder 38 and then shifted by 1 bit by a bit shift circuit 39 to obtain $(5+3h)/8$, which is made the estimated transmission line response C_7 at the position of the sample index $(8N_g+3N)/8$. The estimated transmission line responses C_3 and C_4 are added by and adder 40 and then shifted by 1 bit by a bit shift circuit 41 to obtain $(3+5h)/8$, which is made the estimated transmission line

response C_8 at the position of the sample index $(8N_g+5N)/8$. The estimated transmission line responses C_4 and C_5 are added by and adder 42 and then shifted by 1 bit by a bit shift circuit 43 to obtain $(1+7h)/8$, which is made the estimated transmission line response C_9 at the position of the sample index $(8N_g+7N)/8$. The obtained transmission line responses are distributed to the samples in the valid symbol term as follows:

[0075]

[Eq.10]

$$\begin{aligned}
 \tilde{h}_n &= 1, & N_g \leq n < \frac{16N_g + N}{16} \\
 \tilde{h}_n &= \frac{7+h}{8}, & \frac{16N_g + N}{16} \leq n < \frac{16N_g + 3N}{16} \\
 \tilde{h}_n &= \frac{3+h}{4}, & \frac{16N_g + 3N}{16} \leq n < \frac{16N_g + 5N}{16} \\
 \tilde{h}_n &= \frac{5+3h}{8}, & \frac{16N_g + 5N}{16} \leq n < \frac{16N_g + 7N}{16} \\
 \tilde{h}_n &= \frac{1+h}{2}, & \frac{16N_g + 7N}{16} \leq n < \frac{16N_g + 9N}{16} \\
 \tilde{h}_n &= \frac{3+5h}{8}, & \frac{16N_g + 9N}{16} \leq n < \frac{16N_g + 11N}{16} \\
 \tilde{h}_n &= \frac{1+3h}{4}, & \frac{16N_g + 11N}{16} \leq n < \frac{16N_g + 13N}{16} \\
 \tilde{h}_n &= \frac{1+7h}{8}, & \frac{16N_g + 13N}{16} \leq n < \frac{16N_g + 15N}{16} \\
 \tilde{h}_n &= h, & \frac{16N_g + 15N}{16} \leq n < N_g + N
 \end{aligned} \tag{9}$$

[0076]

In this embodiment, it is made possible to increase the number of estimated transmission line responses (namely, the number of division of the valid symbol term) by repeating the operation of adding the adjoining transmission line responses and then dividing by 2. Such a number can be generally indicated by $1+2^n$ (where n is a positive integer). In this case, as described above, a simple bit shift operation can be used, thereby being effective for reducing the hardware scale.

【0077】

Fig.8 is a block diagram showing an OFDM receiver of the fifth embodiment of the present invention. In Fig.8, the OFDM signal received by an antenna 44 receives the equalization in the time domain by a time domain equalizer 47 after passing through the analog signal processing portion 45 and synchronous demodulator 46. The equalized signal has the guard interval deleted therefrom by a guard remover 48, transformed into a signal of the frequency domain by an FFT 49, and receives the equalization in the frequency domain by a frequency domain equalizer 50. By the arrangement of this embodiment, the equalizations in the time domain and the frequency domain are combined, so that an excellent equalization characteristic can be obtained.

【0078】

A simulation in a single-wave Rayleigh fading transmission line in case where the equalization is conducted in the time domain using the above-mentioned interpolation method was performed.

【0079】

Firstly, the simulation system diagram will be simply described referring to Fig.9. In the transmitting system 51 of Fig.9, the random data generated by the random data generator 511 are allocated (X_k) to a plurality of carriers that are mutually orthogonal by the mapping portion 512, transformed into time axis data (x_n) by an IFFT portion 513, a guard interval is added by a guard adder 514 to be transmitted and outputted. The transmission output goes through the transmission line 53, further through

an adding device 54 that adds the AWGN (additive Gaussian noise) to be transmitted to the receiving system 52.

【0080】

In the receiving system 53, the received signal is transformed into digital signal (\tilde{x}_n) by receiving the power control to have a fixed peak by a quantization (A/D) peak power control circuit 521, receive equalization (\tilde{x}_n') in time domain by a time domain equalizer 522, thereafter the guard signal interval is deleted therefrom by the guard remover 523, transformed into a signal of the frequency domain by an FFT portion 524, receives the equalization in the frequency domain by a frequency domain equalizer 525 to be outputted. The output X_k is transmitted to an S/I computing unit 55. The S/I computing unit 55 performs the S/I operation by the mapping output X_k of the transmitting system 51 and the output X_k of the frequency domain equalizer 525 of the receiving system 52 to obtain the simulation result.

【0081】

Namely, the output S/I of the frequency domain equalizer 525 of the above-mentioned receiving system 52 is calculated by a simulation. The simulation model is shown in Table 2. The simulation was performed for an FFT size 4k and 8k modes. Also, the Rayleigh fading was generated using the Jakes' model.

【0082】

【Table 2】

Item		Parameter	
FFT Size	N	4096	8192
Valid carrier number	N _c	3409	6817
Valid symbol length	T _u	606 μ s	1212 μ s
Sampling frequency	f _t	6.75MHz	
Guard interval length	T _g	T _u /4	
Modulation system		QPSK	

【0083】

Firstly, the average number of sample points (sample point number for performing correlation operation) described for Eq. (2) that derives h were compared and considered. Fig.10 shows the simulation result. This is the result at the time of an average reception C/N=30 dB and maximum Doppler frequency 50 Hz, where the interpolation method (step 9) dividing the valid symbol term into 9 as shown in Fig.5(c) is used as the interpolation method used for the equalization in the time domain. Also, the 71 tap FIR filter is used for the interpolation in carrier direction used for the equalization in the frequency domain and the simplified linear interpolation shown in the first embodiment is used for the interpolation in the symbol direction.

【0084】

As a result of the simulation, the average point number obtaining the best output S/I is found to be in the rage of 100-300 points.

【0085】

The S/I of the equalization outputs according to the difference of the above-mentioned interpolation methods were compared and considered. Fig.11 shows the simulation result. This is the result at the time of the average reception C/N=30 dB, the maximum Doppler frequency $f_d=50$ Hz,

and the linear interpolation, the step 3, the step 5 and the step 9 are used as the interpolation method used in the equalization in the time domain. Also, the 71 tap FIR filter is used for the interpolation in the carrier direction used for the equalization in the frequency domain and the simplified linear interpolation is used for the interpolation in the symbol direction.

【0086】

As a result of the simulation, in case of the step 9 that interpolates stepwise by dividing the valid symbol term into 9, there is almost no characteristic deterioration for the linear interpolation, while it has been made clear that the characteristic deteriorates for the lesser number of division.

【0087】

The effects of the time domain equalization were compared and considered. Figs.12(a) and (b) show the simulation results. Fig.12(a) shows the result at the time of the average reception $C/N=30$ dB, FFT 4k mode and Fig12(b) shows the result at the time of the average reception $C/N=30$ dB, FFT 8k mode. The abscissa shows the maximum Doppler frequency and the ordinate shows the S/I of the equalizer output.

【0088】

The characteristic shown by marks $\bigcirc \square \triangle$ in Figs.12(a) and (b) are obtained by using the simplified linear interpolation in the symbol direction and the FIR filter interpolation in the carrier direction for the interpolation method used for the equalization in the frequency domain. On the other hand, as for the characteristic shown by the mark \times , interpolation is not performed in the symbol direction, while only performing the interpolation using the FIR filter in the carrier direction to obtain the characteristic. Also, as for the equalization in the time domain, the mark \bigcirc shows the result of performing no equalization in the time domain, the marks \square and \times show results of performing the linear interpolation and the mark \triangle shows the result of performing the step 9 interpolation. Table 3 provides a summary of interpolation methods used in the above-mentioned equalizers.

【0089】

【Table 3】

	Frequency domain		Time domain
	Symbol direction (time direction)	Carrier direction	
○	Simplified linear interpolation	Complex FIR filter (71 taps)	None
□	Simplified linear interpolation	Complex FIR filter	Linear interpolation
△	Simplified linear interpolation	Complex FIR filter	Step 9
×	None	Complex FIR filter	Linear interpolation

【0090】

From the results, it is found that when the interpolation is not performed in symbol direction for the equalization in the frequency domain, even if the equalization in the time domain is performed, there is no effect and the characteristic deteriorates. On the other hand, by performing the equalization in the time domain and the frequency domain, when the FFT 8k mode is used, improvement of the S/I by 2dB can be obtained compared to the equalization only in the frequency domain at the maximum Doppler frequency 50 Hz.

【0091】

The foregoing consideration reveals that as shown by the embodiment in Fig.8, the equalization in the time domain is effective when used in combination with the equalization using the interpolation in symbol direction for the frequency domain.

【0092】

The present invention provides, in case of the equalization in the frequency domain, an excellent interpolation system in estimating the transmission line response which requires no multiplier that increases the circuit scale as the interpolation system in time direction. In this method, in order to estimate a transmission line response of a data signal between the

pilot signals aligned on the time axis, the pilot signals are added and then multiplied by $1/2$, the result thereof is further multiplied by the pilot signal and then multiplied by $1/2$ to interpolate and estimate the transmission line response of the data signal. While the interpolation circuit is composed of an adder for adding the pilot signals and a multiplier for multiplying the addition result by a coefficient, in a receiver performing a signal processing by a binary digital signal, the multiplier can be arranged by a bit shift circuit having a simple arrangement, so that it is made possible to reduce the hardware scale.

【0093】

On the other hand, as for the equalization in time domain, by dividing the valid symbol term into a plurality of blocks, and by allocating a fixed transmission line response to the blocks, the hardware scale can be reduced. Also, in order to obtain the transmission line response allocated to the blocks, by substituting the bit shift circuit for the multiplier, the hardware scale can be reduced.

【0094】

Moreover, by using the equalizations in the time domain and the frequency combined, it is effective for obtaining an excellent equalization characteristic can be obtained for a fading transmission line.

【0095】

【Effect of the Invention】

As described above, according to the present invention, in case of the equalization in the frequency domain, an excellent interpolation system in estimating the transmission line response which requires no multiplier that increases the circuit scale as the interpolation system in time direction can be provided.

【Brief Description of the Drawings】

Fig.1 is a block diagram showing an arrangement of a transmission line response interpolation circuit used in an OFDM receiver as the first embodiment of the present invention;

Fig.2 is a block diagram showing an arrangement of a transmission line response interpolation circuit used in an OFDM receiver as the second embodiment of the present invention;

Fig.3 is a block diagram showing an arrangement of a transmission line model for comparing the transmission line response estimate results in the first and second embodiments;

Fig.4 is a characteristic diagram illustrating the effects of the above-mentioned first and second embodiments;

Fig.5 is a timing chart for illustrating the stepwise interpolation processing used in the third and fourth embodiments of the present invention;

Fig.6 is a block diagram showing an arrangement of a transmission line response interpolation circuit used in an OFDM receiver as the third embodiment of the present invention;

Fig.7 is a block diagram showing an arrangement of a transmission line response interpolation circuit used in an OFDM receiver as the fourth embodiment of the present invention;

Fig.8 is a block diagram showing an arrangement of an OFDM receiver as the fifth embodiment of the present invention;

Fig.9 is a block diagram showing a system arrangement used in a simulation for illustration of the effects of the above-mentioned embodiments;

Fig.10 is a characteristic diagram for illustrating the parameter dependence of the fourth and fifth embodiments from the relationship between the average point number and the S/I;

Fig.11 is a characteristic diagram for illustrating the parameter dependence of the above-mentioned the fourth and fifth embodiments from the relationship between the interpolation division number and the S/I;

Fig.12 is a characteristic diagram for illustrating the effects of the above-mentioned the fourth and fifth embodiments;

Fig.13 is a diagram showing DVB-T specification sub-carrier

transmission format;

Fig.14 is a block diagram showing an arrangement of an equalizer in frequency domain;

Fig.15 is a diagram showing a transmission line response example and a pilot signal arrangement example;

Fig.16 is a diagram showing an arrangement of an OFDM symbol;

Fig.17 is a diagram showing an OFDM symbol and a transmission line response example; and

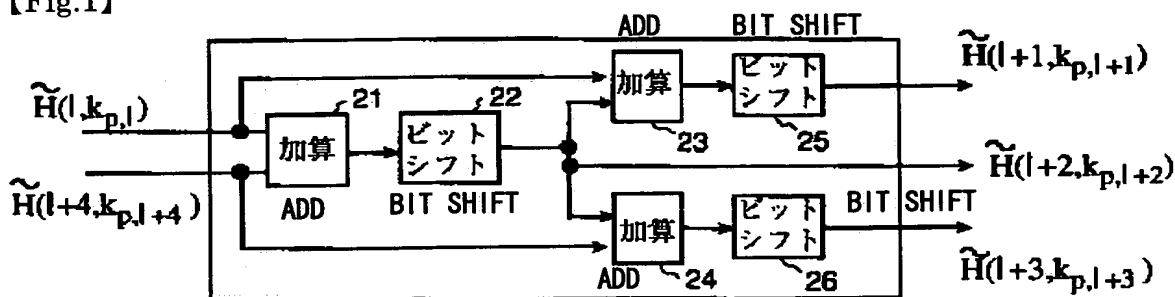
Fig.18 is a diagram illustrating a linear interpolation as an interpolation in time domain.

【Explanation of Reference Numerals】

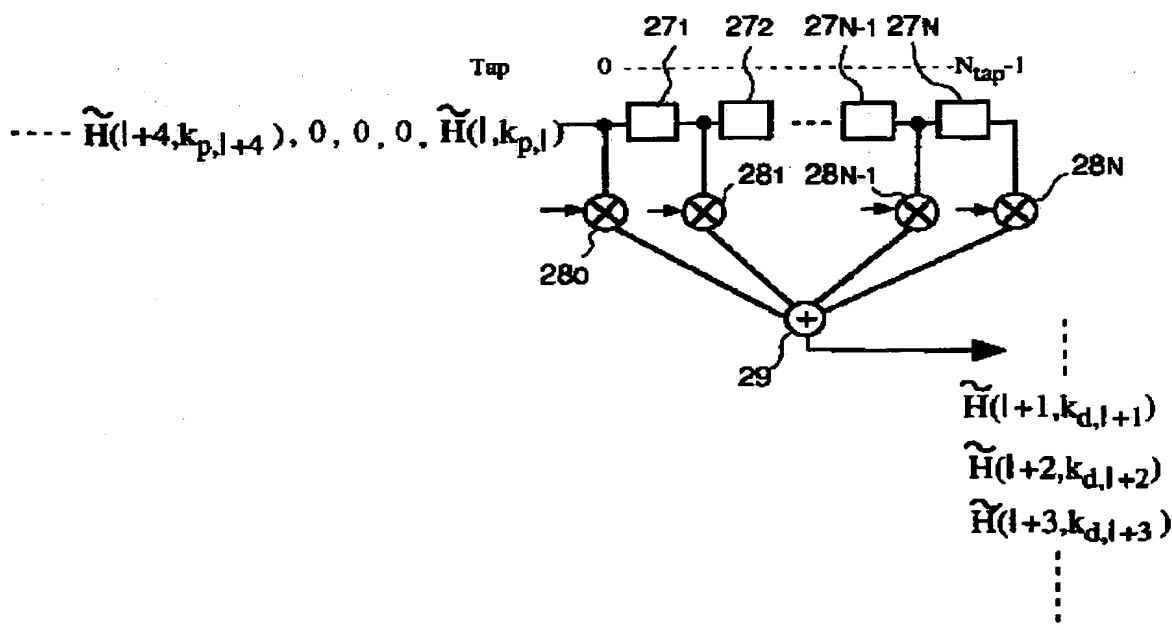
- 11 FFT circuit
- 12 memory
- 13, 16 division circuit
- 14 symbol filter
- 15 carrier filter
- 21, 23, 24 adder
- 22, 25, 26 bit shift circuit
- 27₁-27_n delay circuit
- 28₀-28_n multiplier
- 29 adder
- 30, 32, 34, 36, 38, 40, 42 adder
- 31, 33, 35, 37, 39, 41, 43 bit shift
- 44 antenna
- 45 analog signal processing portion
- 46 synchronous demodulator
- 47 time domain equalizer
- 48 guard remover
- 49 FFT
- 50 frequency domain equalizer
- 51 transmitting system

511 random data generator
512 mapping portion
513 IFFT portion
514 guard adder
52 receiving system
521 quantization (A/D) peak power control circuit
522 time domain equalizer
523 guard remover
524 FFT portion
525 frequency domain equalizer
53 transmission line
54 adding device
55 S/I computing element

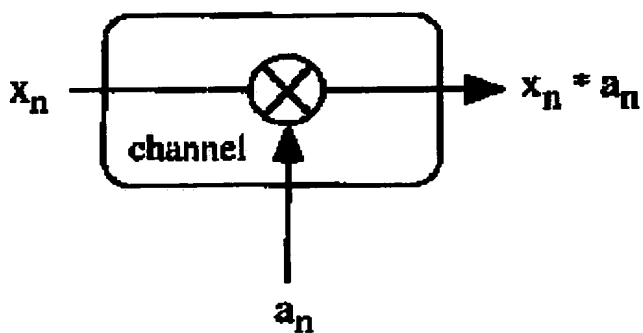
【Fig.1】



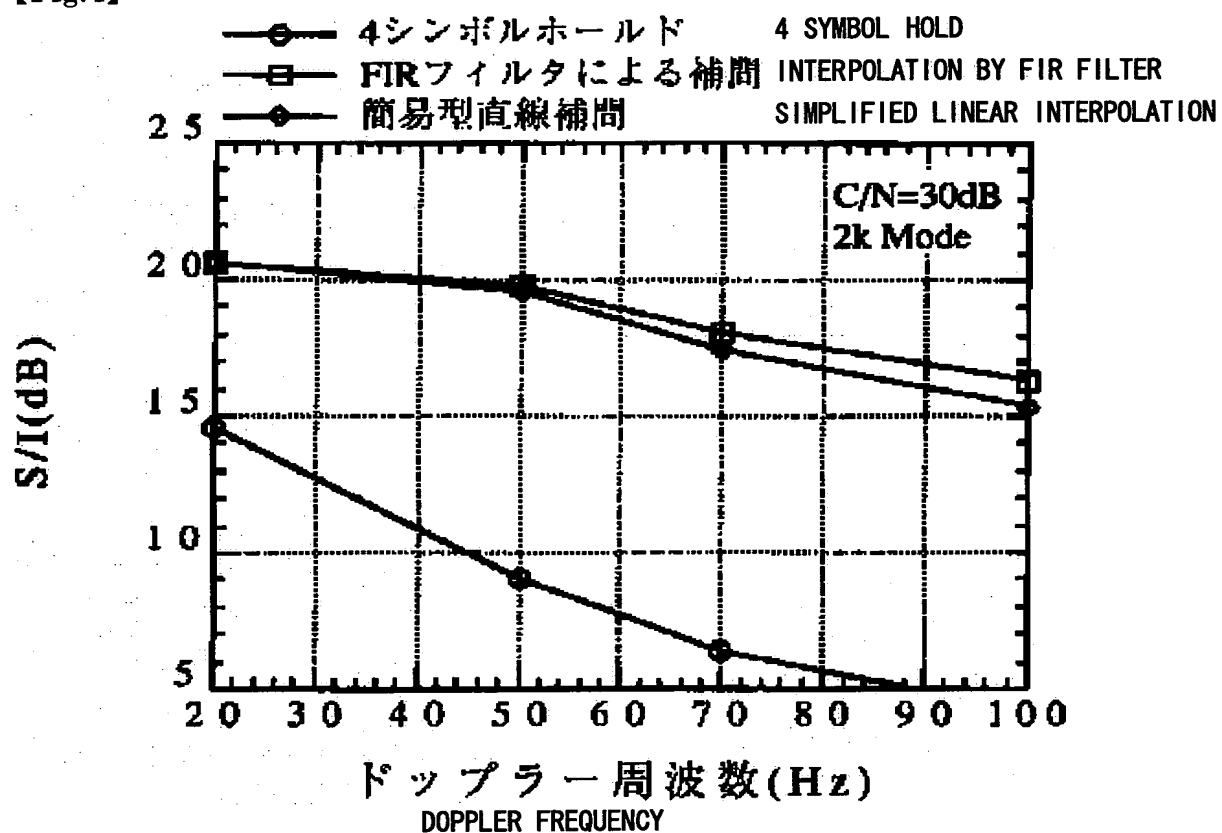
【Fig.2】



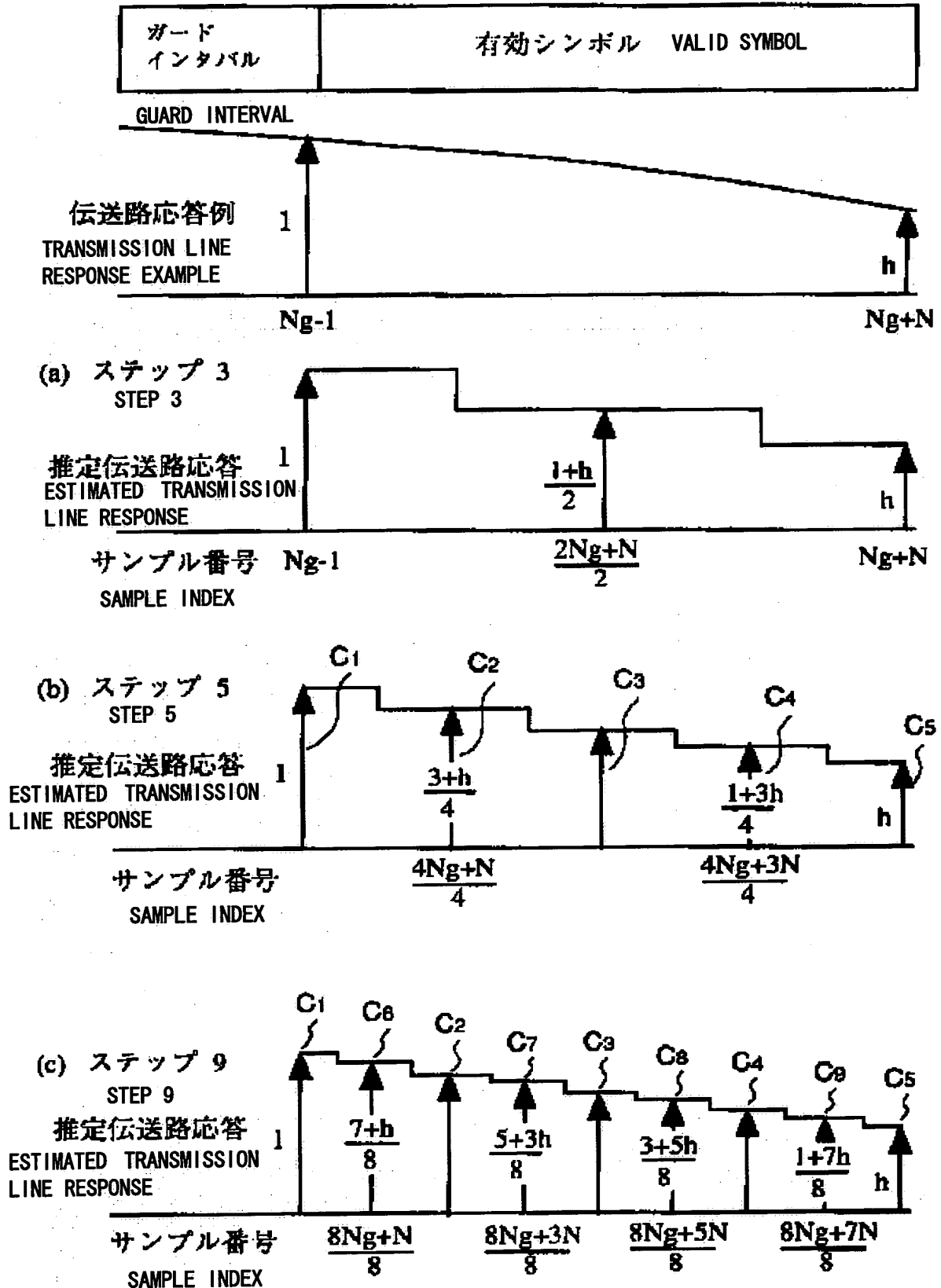
【Fig.3】



【Fig.4】

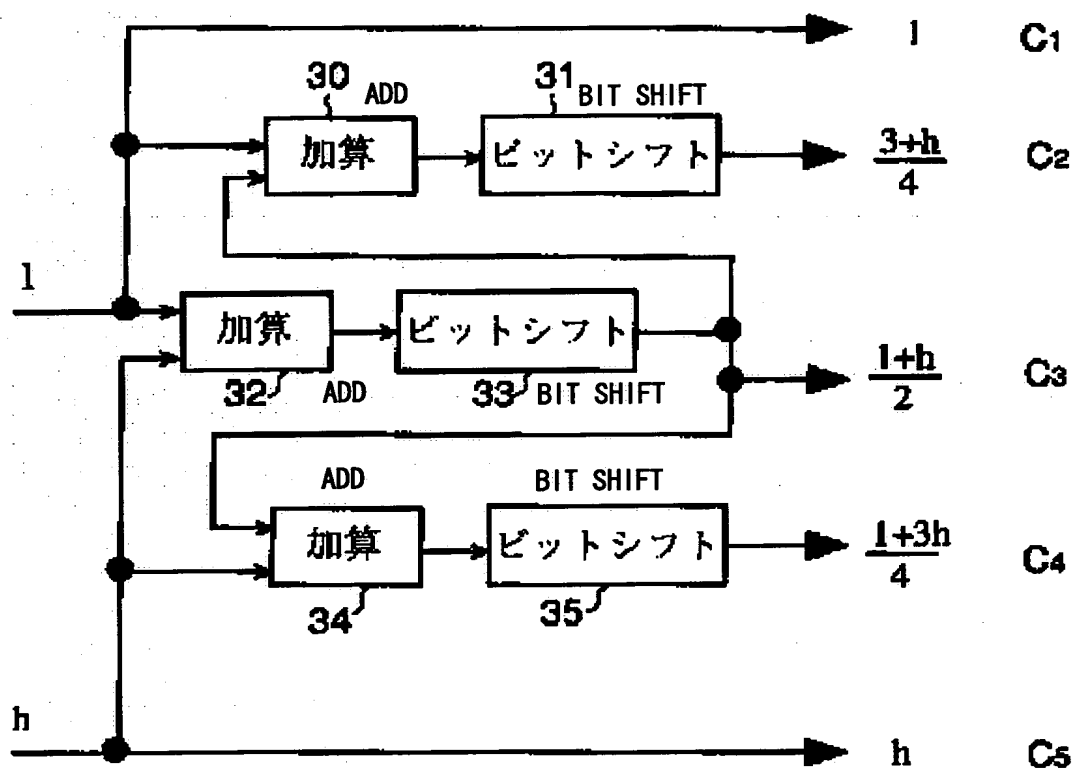


【Fig.5】

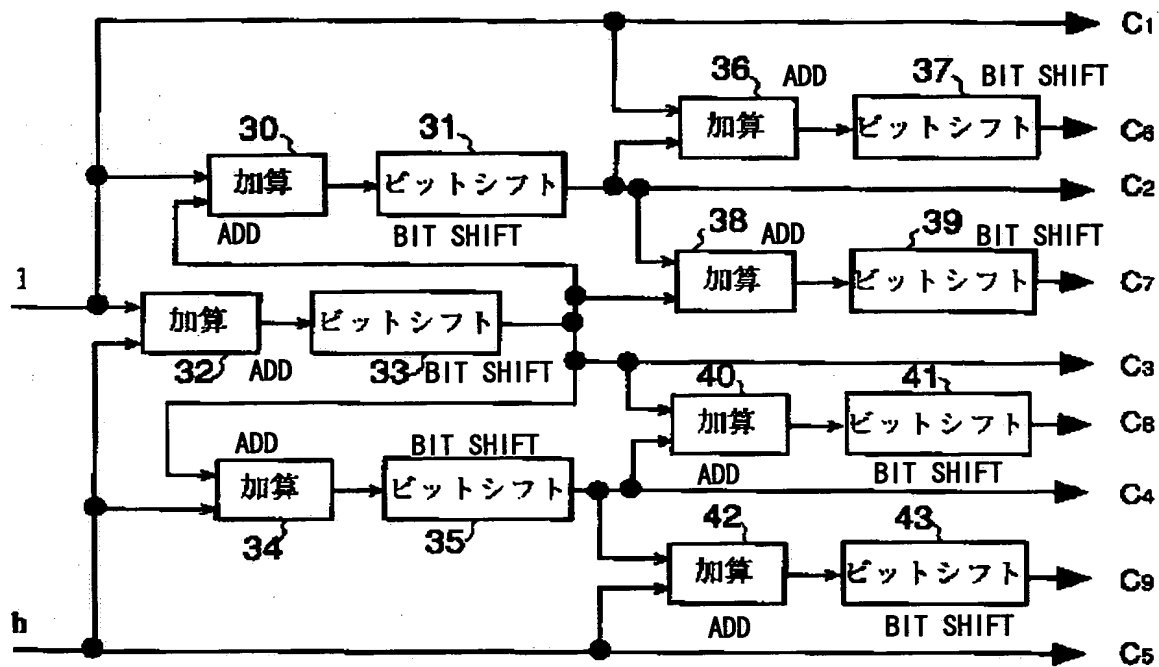


【Fig.6】

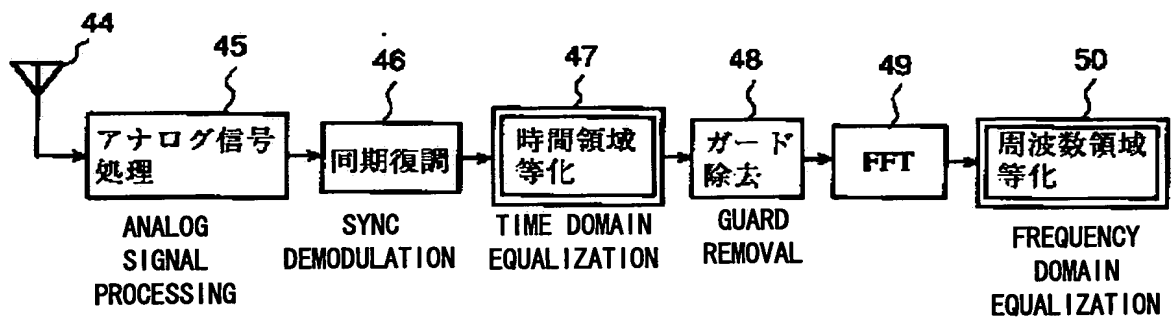
ESTIMATED TRANSMISSION
LINE RESPONSE
推定伝送路応答



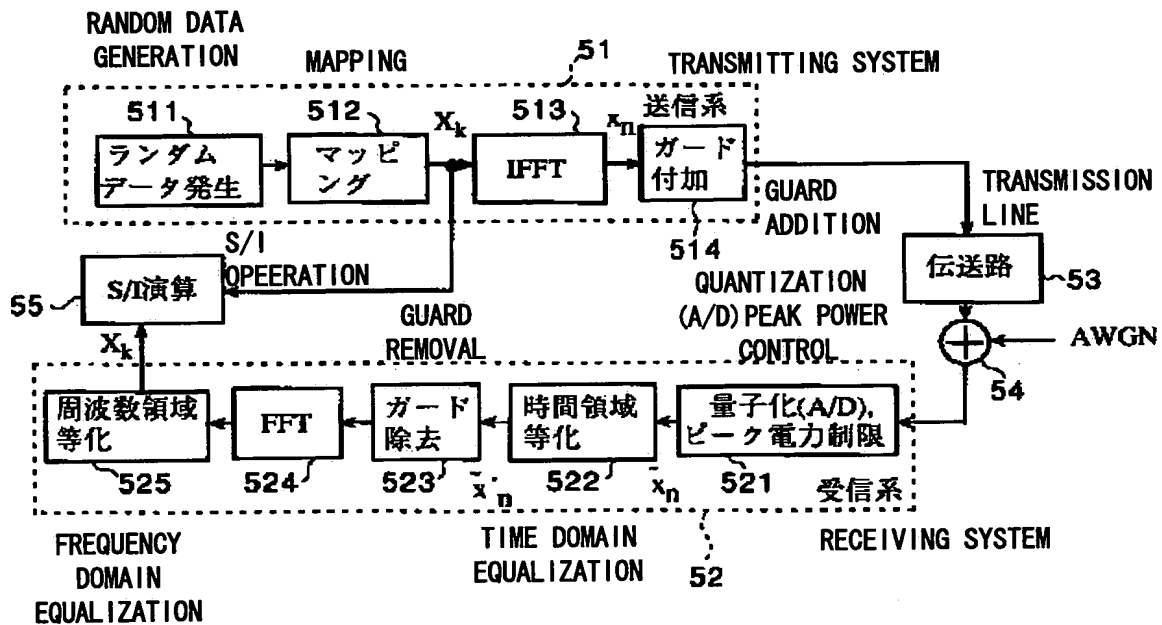
【Fig.7】



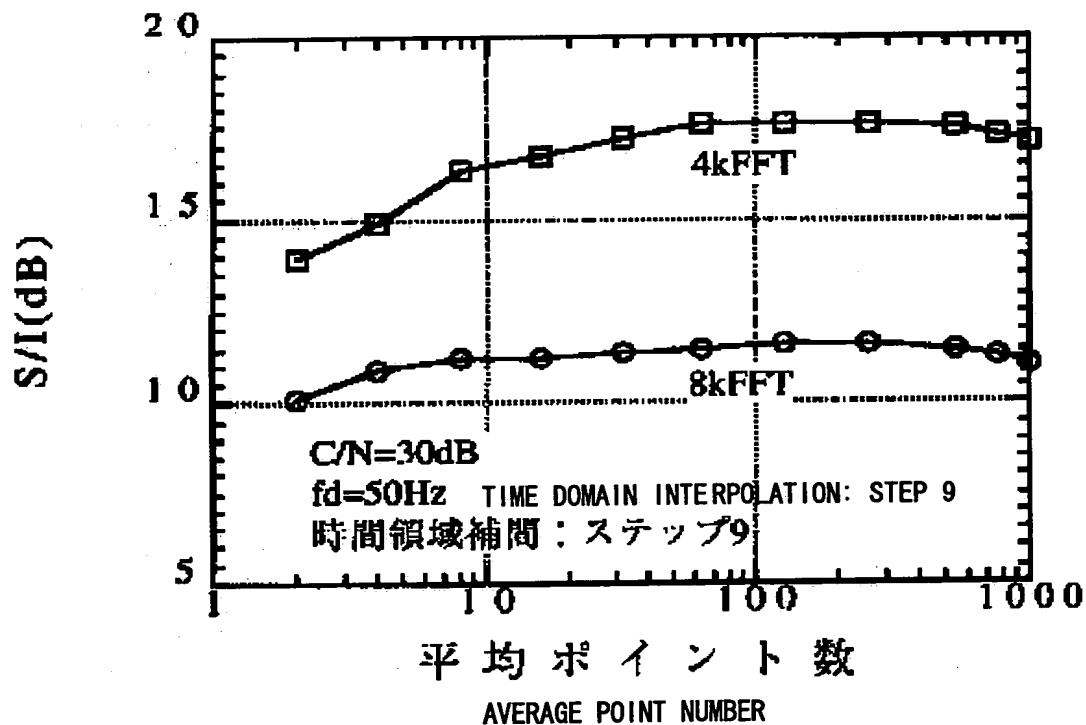
【Fig.8】



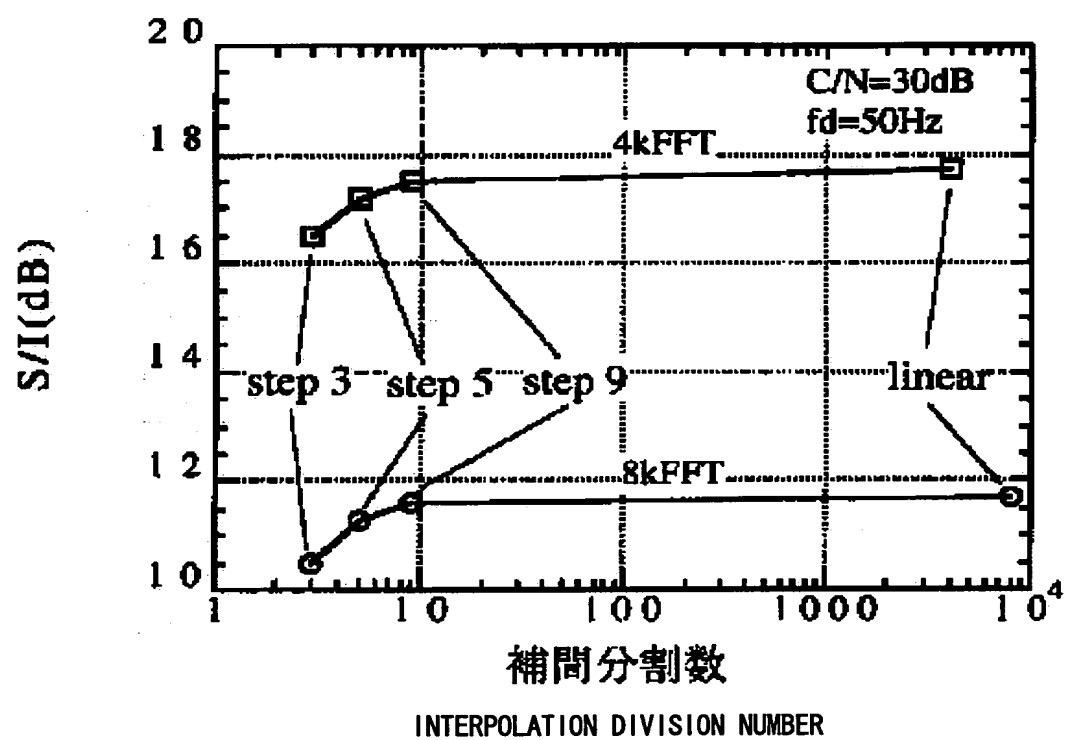
【Fig.9】



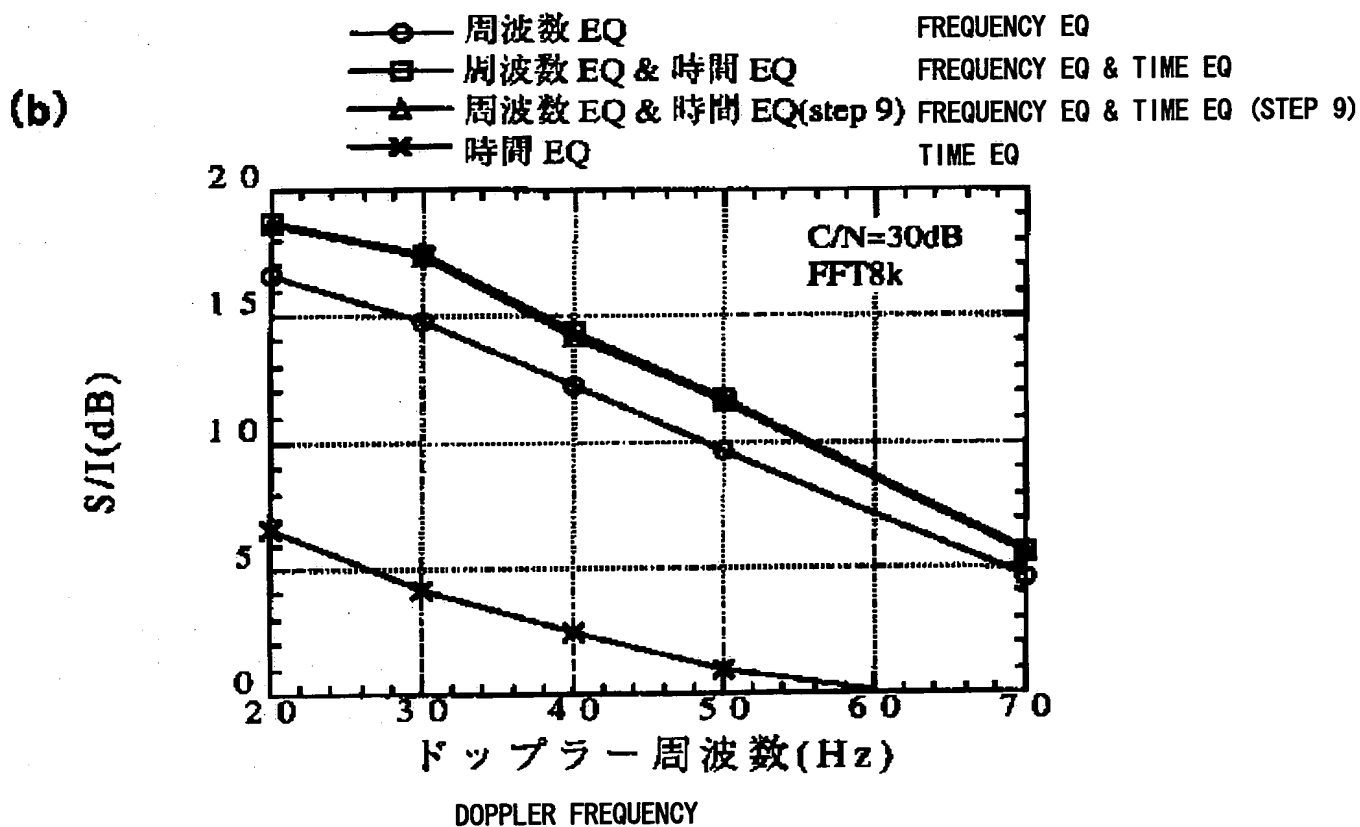
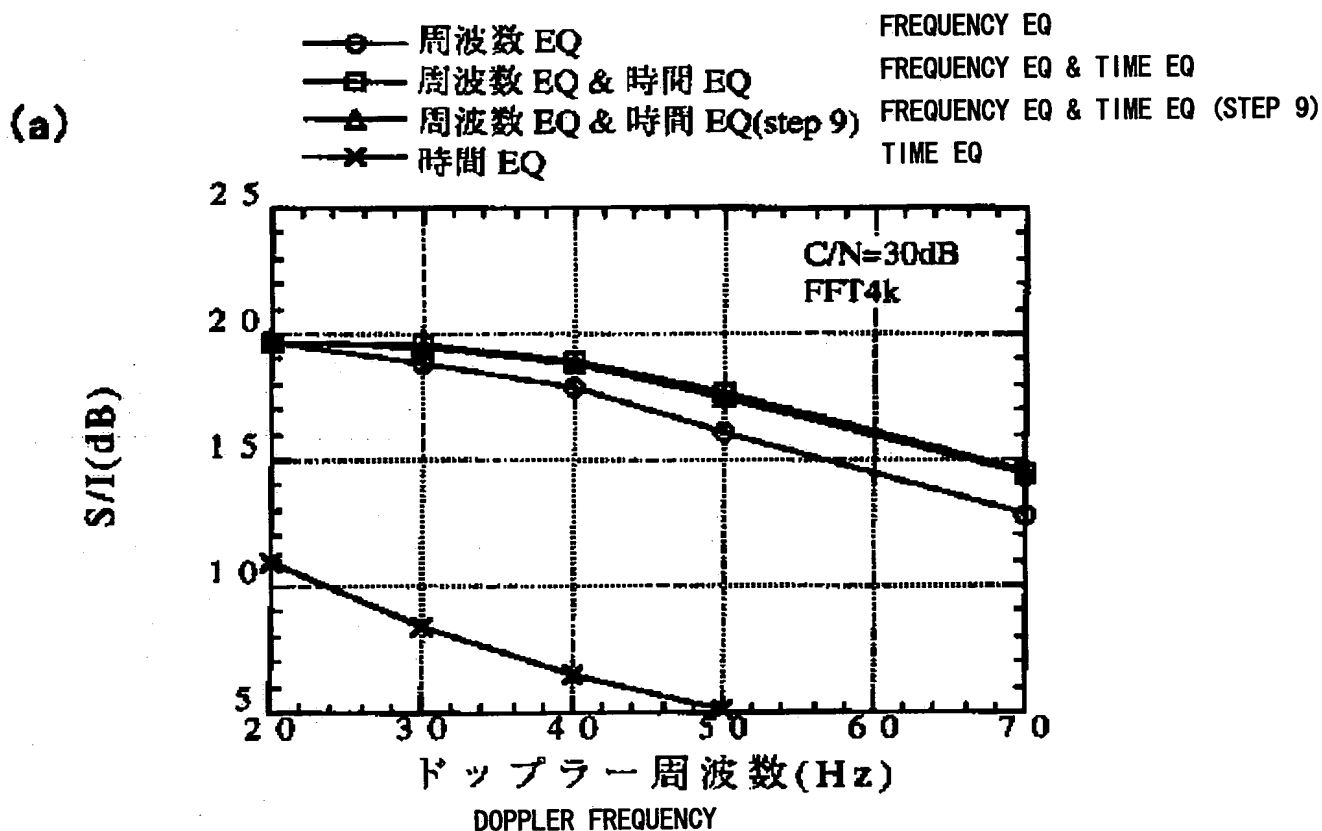
【Fig.10】



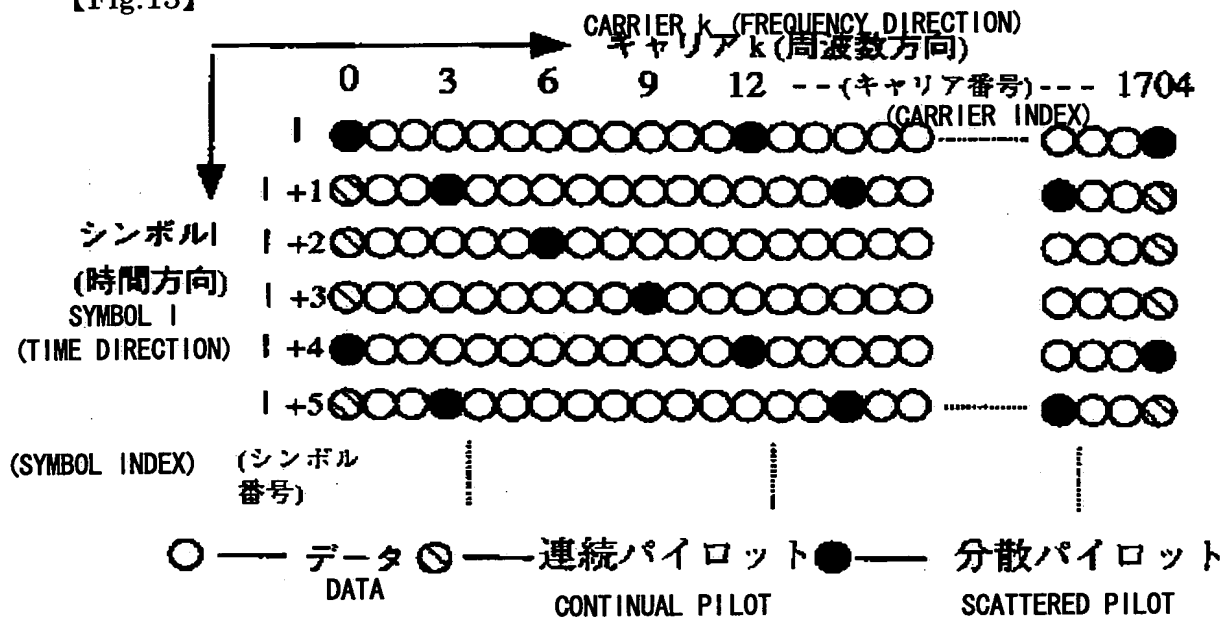
【Fig.11】



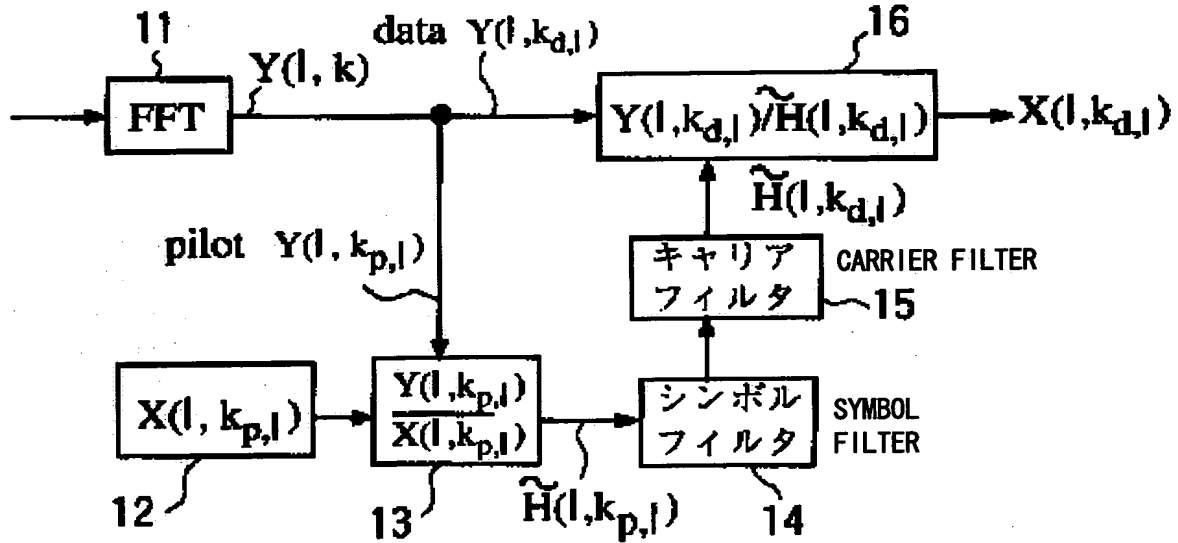
【Fig.12】



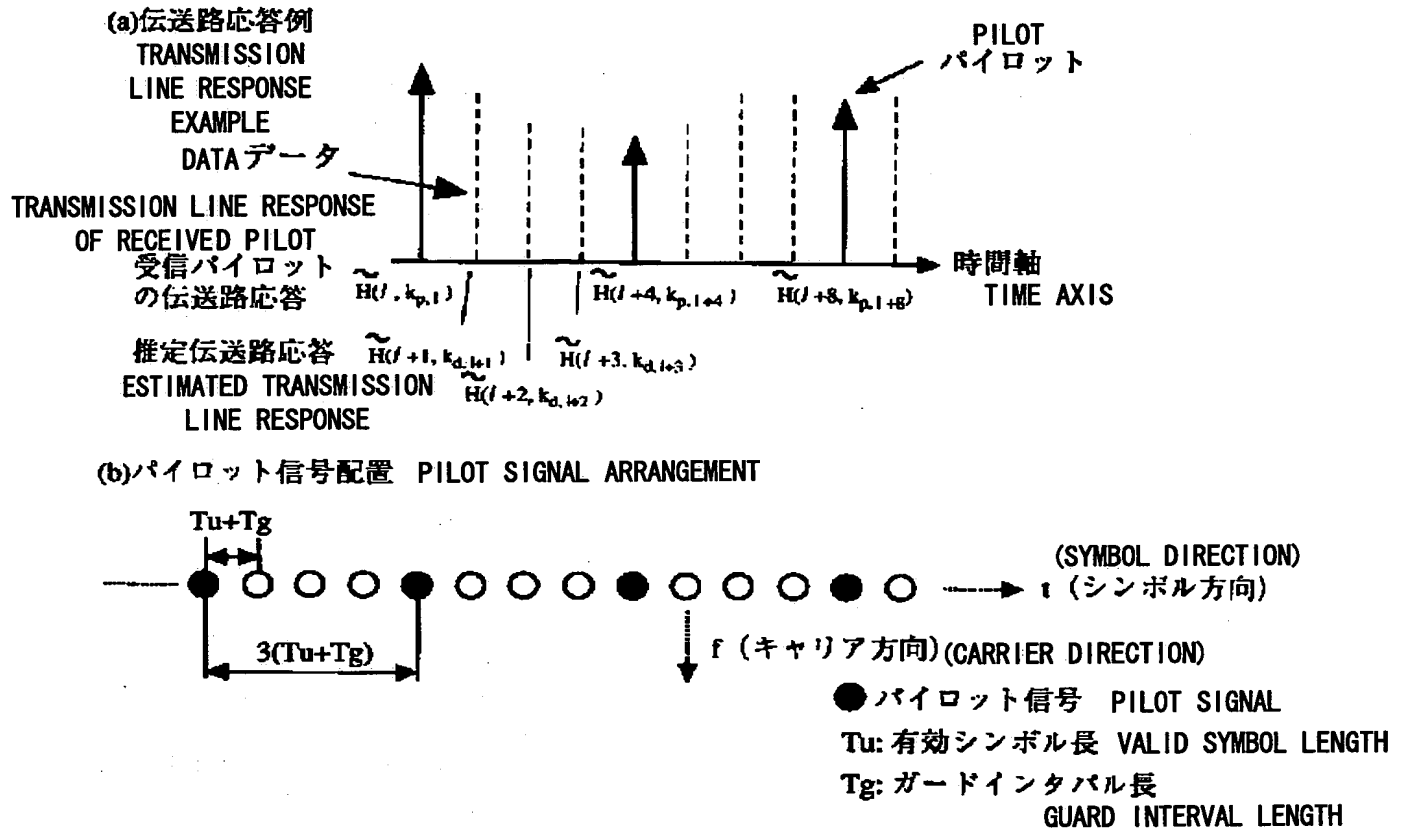
【Fig.13】



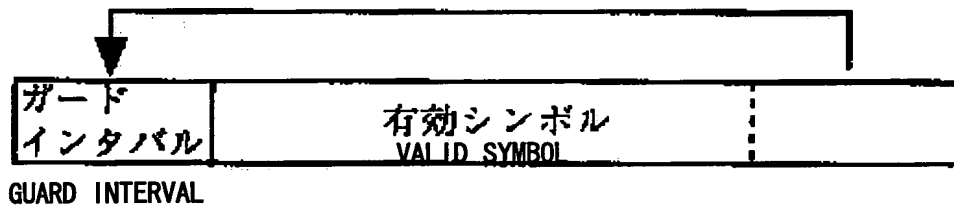
【Fig.14】



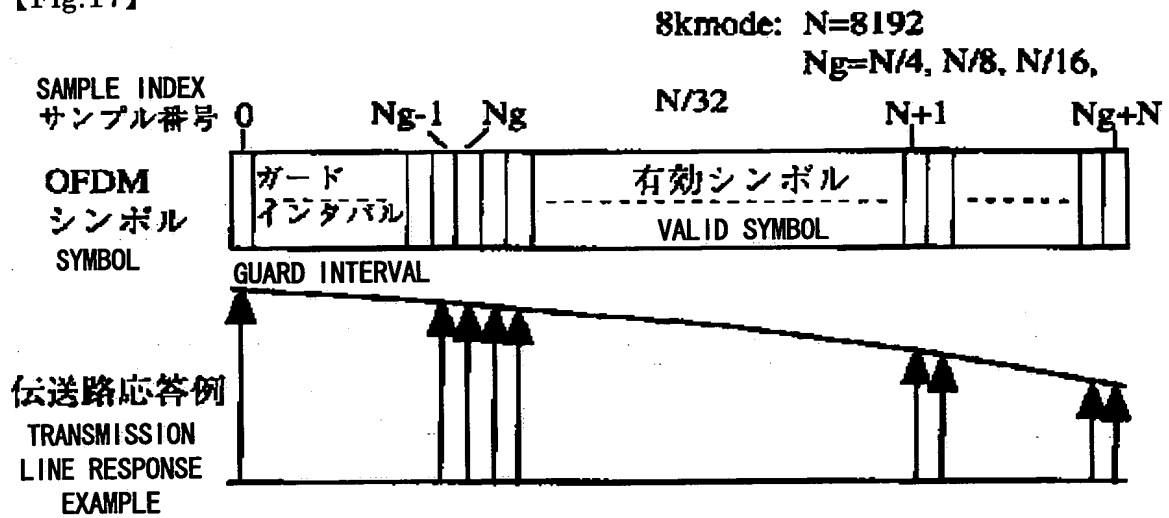
【Fig.15】



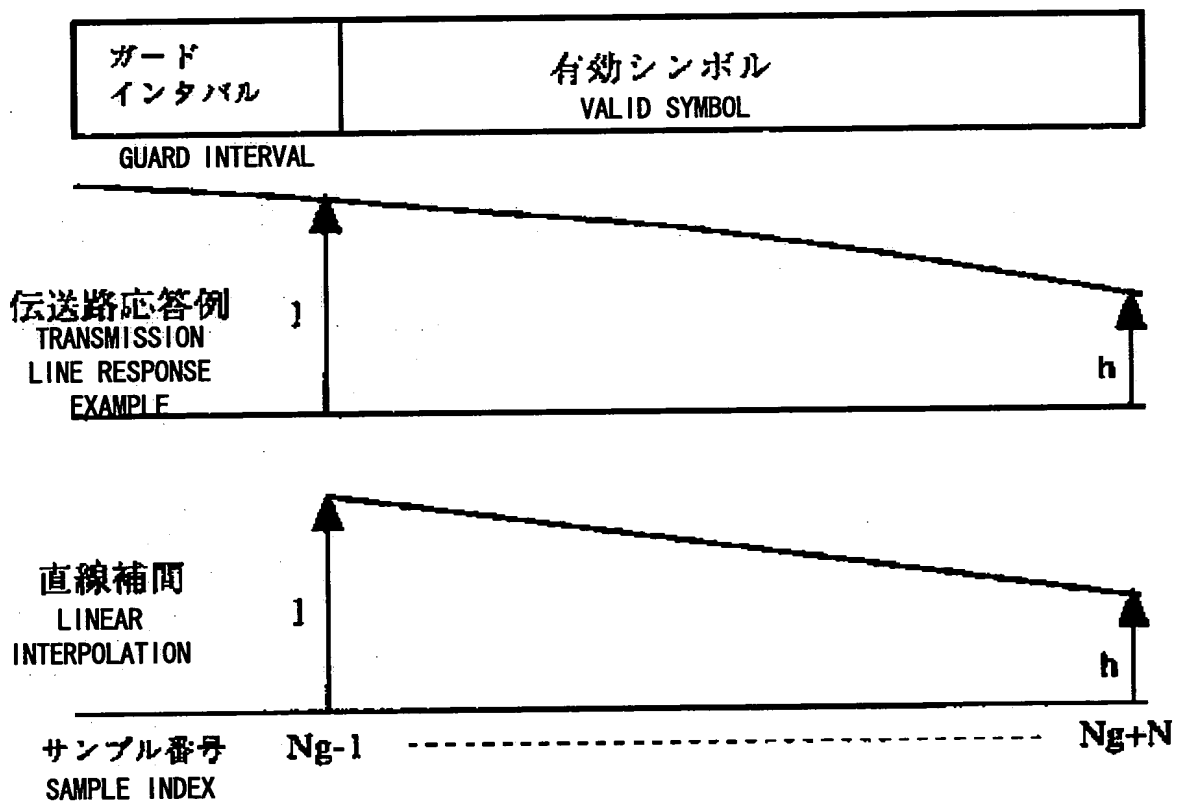
【Fig.16】



【Fig.17】



【Fig.18】



【Amendments】

【Filing date】 2000.1.31

【Amendment 1】

In the Specification, Claims are amended as follows:

【Claims】

1. An OFDM receiver receiving an OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) signal having a guard term formed by copying a tail section of a valid symbol term to a head of the valid symbol term, calculating a variation of a transmission line response from the tail of the guard term and the tail of the valid symbol term of the received OFDM signal, and performing an equalization in a time domain by using the variation of the transmission line response, comprising:

transmission line response estimation means dividing the valid symbol into a plurality of blocks, and estimating the transmission line response of each of the plurality of blocks stepwise from the variation of the transmission line response; and

time domain equalization means performing an equalization in a time domain for the valid symbol term based on each of the plurality of transmission line responses obtained by the transmission line response estimation means.

2. The OFDM receiver as claimed in claim 1, wherein the transmission line response estimation means use an adder and a bit shift circuit device for performing operation to obtain each of a plurality of transmission line responses existing within the valid symbol from the variation of the transmission line response.

3. An OFDM receiver receiving an OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) signal having a guard term formed by copying a tail section of a valid symbol term to a head of the valid symbol term and a pilot signal whose amplitude and phase are known arranged on a frequency axis and a time axis, comprising:

time domain equalization means calculating a variation of a

transmission line response from the tail of the guard term of the received OFDM signal and the tail of the valid symbol term, dividing the valid symbol into a plurality of blocks, estimating the transmission line response of each of the plurality of blocks stepwise from the variation of the transmission line response, and performing an equalization in a time domain for the valid symbol term based on the transmission line responses of the plurality of blocks; and

frequency domain equalization means processing and estimating a transmission line response of the pilot signal as a binary digital signal, and interpolating a transmission line response of a received data signal to perform an equalization in a frequency domain.

4. The OFDM receiver as claimed in claim 3, wherein the frequency domain equalization means sequentially take out a successive first and a second pilot signal on the time axis from a received output of the OFDM signal and add a first and a second transmission line response of the first and the second pilot signal, obtain a third estimated transmission line response by shifting an addition result by a bit, interpolate the transmission line response of the data signal between the successive first and the second pilot signal on the time axis by using at least the third estimated transmission line response, and perform the equalization in the frequency domain based on the estimated transmission line response interpolated.

5. The OFDM receiver as claimed in claim 3, wherein the frequency domain equalization means sequentially take out successive pilot signals on a time axis from a received output of the OFDM signal, arrange the pilot signals in a time series by inserting 0 at an arrangement position of the data signal between the pilot signals, interpolate the transmission line response by performing a convolution operation to the signal arranged in the time series, and perform the equalization in the frequency domain based on the estimated transmission line response interpolated.

6. The OFDM receiver as claimed in claim 3, wherein the time domain equalization means use an adder and a bit shift circuit device for performing

operation to obtain the transmission line responses of the plurality of blocks existing within the valid symbol from the variation of the transmission line response.

【Amendment 2】

In the Specification, Paragraph 0032 is deleted.

【Amendment 3】

In the Specification, Paragraph 0033 is deleted.

【Amendment 4】

【Amended Document Name】 Specification

In the Specification, Paragraph 0034 is amended as follows:

【0034】

(1) An OFDM receiver receiving an OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) signal having a guard term formed by copying a tail section of a valid symbol term to a head of the valid symbol term, calculating a variation of a transmission line response from the tail of the guard term and the tail of the valid symbol term of the received OFDM signal, and performing an equalization on a time axis by using the variation of the transmission line response is characterized by comprising: transmission line response estimation means dividing the valid symbol into a plurality of blocks, and estimating the transmission line response of the blocks from the variation of the transmission line response stepwise; and time domain equalization means performing an equalization in a time domain for the valid symbol term based on the plurality of transmission line responses obtained by the transmission line response estimation means.

【Amendment 5】

In the Specification, Paragraph 0035 is amended as follows:

【0035】

(2) In the arrangement of (1), the transmission line response estimation means are characterized by using an adder and a bit shift circuit device for performing operation to obtain a plurality of transmission line responses existing within the valid symbol from the variation of the

transmission line response.

【Amendment 6】

In the Specification, Paragraph 0036 is amended as follows:

【0036】

(3) An OFDM receiver receiving an OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) signal having a guard term formed by copying a tail section of a valid symbol term to a head of the valid symbol term and a pilot signal whose amplitude and phase are known arranged on a frequency axis and a time axis is characterized by comprising: time domain equalization means calculating a variation of a transmission line response from the tail of the guard term of the received OFDM signal and the tail of the valid symbol term, dividing the valid symbol into a plurality of blocks, estimating the transmission line response of the blocks from the variation of the transmission line response stepwise, and performing an equalization in a time domain for the valid symbol term based on the plurality of transmission line responses; and frequency domain interpolation means processing and estimating a transmission line response of the pilot signal as a binary digital signal, and interpolating a transmission line response of a received data signal to perform an equalization in a frequency domain.

【Amendment 7】

In the Specification, Paragraph 0037 is amended as follows:

【0037】

(4) In the arrangement of (3), the frequency domain equalization means are characterized by sequentially taking out a successive first and a second pilot signal on the time axis from a received output of the OFDM signal and add a first and a second transmission line response of the first and the second pilot signal, obtaining a third estimated transmission line response by shifting an addition result by a bit, interpolate the transmission line response of the data signal between the successive first and the second pilot signal on the time axis by using at least the third estimated transmission line response, and performing the equalization in the frequency

domain based on the estimated transmission line response interpolated.

【Amendment 8】

In the Specification, Paragraph 0038 is amended as follows:

【0038】

(5) In the arrangement of (3), the frequency domain equalization means are characterized by sequentially taking out successive pilot signals on a time axis from a received output of the OFDM signal, arranging the pilot signals in a time series by inserting 0 at an arrangement position of the data signal between the pilot signals, interpolating the transmission line response by performing a convolution operation to the signal arranged in the time series, and performing the equalization in the frequency domain based on the estimated transmission line response interpolated.

【Amendment 9】

In the Specification, Paragraph 0039 is amended as follows:

【0039】

(6) In the arrangement of (3), the time domain equalization means are characterized by using an adder and a bit shift circuit device for performing operation to obtain a plurality of transmission line responses existing within the valid symbol from the variation of the transmission line response.